



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

DISERTAČNÍ PRÁCE

**Způsoby frekvenčního řízení asynchronního motoru
z hlediska dynamiky**

Liberec 2006

Jiří Kubín

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program : P2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor : 2612V045 – Technická kybernetika

**Způsoby frekvenčního řízení asynchronního motoru
z hlediska dynamiky**

**Induction motor's frequency control methods
from its dynamics perspectives**

Pracoviště: Katedra elektrotechniky
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií
Technická univerzita v Liberci
Hálková 6
416 17 Liberec

Vedoucí disertační práce : Doc. Ing. Eva Konečná, CSc.

Rozsah práce : 122 stran textu
117 obrázků
3 tabulky
2 strany příloh
1 CD

Prohlášení:

Byl jsem seznámen s tím, že na mou disertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé disertační práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom toho, že užít své disertační práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím disertační práce.

Datum:

Podpis:

Poděkování

Touto cestou bych rád poděkoval své školitelce Doc. Ing. Evě Konečné, CSc., za cenné rady, podnětné připomínky a odborné vedení při tvorbě práce. Za mnohé cenné konzultace děkuji také Prof. Ing. Vladimíru Ráčkovi, DrSc.

Dále bych chtěl poděkovat kolegovi Ing. Josefu Černohorskému za poskytnutí naměřených dat z reálného doprůvadacího stroje a všem členům Katedry elektrotechniky za udělené rady a připomínky.

Liberec, březen 2006

Jiří Kubín

Abstrakt:

Práce se zabývá vlastnostmi asynchronního motoru napájeného z frekvenčního měniče Mastredrives Simovert Vector Control. První část práce je věnována teoretickému rozboru soustavy frekvenční měnič – asynchronní motor, principy skalárního a vektorového řízení a jsou popsány možnosti ovládání měniče Simovert.

V experimentální části práce jsou porovnány dynamické vlastnosti asynchronního motoru při skalárním a vektorovém řízení s čidlem otáček a bez čidla otáček při provozu naprázdno a při skokových změnách zatížení. Dále je analyzováno chování asynchronního motoru při speciálních typech zátěží, které se mění v závislosti na otáčkách (lineární, kvadratická a navijčková charakteristika) a chování asynchronního motoru při různých způsobech řízení a sinusovém tvaru zátěže. Rovněž je sledován vliv zvyšující se modulační frekvence na takto tvarovanou zátěž.

Závěrečná část práce se věnuje chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při zátěži, která se vyskytuje u reálného dopravního stroje v textilním průmyslu. V závěru jsou vyhodnoceny a porovnány výhody a nevýhody jednotlivých způsobů řízení při sledovaných zatíženích a jsou připomenuty i další faktory, které ovlivňují chod asynchronního motoru.

Klíčová slova:

asynchronní motor, frekvenční měnič, dynamika, skalární řízení, vektorové řízení

Annotation:

The work deals with properties of the asynchronous motor, which is supplied from frequency converter Mastredrives Simovert Vector Control. First part of the work is devoted to theoretic analyse of the system frequency converter – asynchronous motor, the principles of scalar and vector control and are described possibilities of operation of converter Simovert.

In the experimental part of the work are compared the dynamic properties of asynchronous motor at scalar and vector control with/without velocity sensor at idle cycle and at step change load. It is analysed behaviour of asynchronous motor at special type of load, which changes in the dependence of the speed of the motor (linear, square and reeler characteristic) and behaviour of asynchronous motor at various kinds of load and at sinus form of load as well. It is observed the influence of the increase modulating frequency at thus formed load.

The finally part of the work deals with behaviour of asynchronous motor with frequency converter at load, which is occurred at real spinner in the textile industry. In the conclusion are evaluated and compared advantages and disadvantages of the particular kinds of controls at observed loads and are reminded the next factors, which affect the asynchronous motor operation.

Keywords:

induction machine, frequency converter, dynamics, scalar control, vector control

OBSAH:

Úvod	9
Cíle disertační práce	11
1. Popis frekvenčního měniče Simovert Masterdrives	13
1.1. Možnosti parametrování měniče	13
1.1.1. Jednoduchý ovládací panel.....	14
1.1.2. Komfortní ovládací panel OP1S.....	14
1.1.3. Popis programu Simovis popř. Drive monitor	15
1.1.4. Parametrování a provoz měniče pomocí programu Simovis, Drive monitor.....	16
1.1.5. Nástroj Trace	18
1.1.6. Menu rychlý start s nápovědou	19
1.2. Parametrizace měniče	20
1.2.1. Tovární nastavení	20
1.2.2. Rychlá parametrizace	21
1.2.3. Parametrizace nahráním souboru s předem uloženými parametry.....	21
1.2.4. Nahrávání parametrů pomocí programu Simovis/Drive monitor.....	21
1.2.5. Detailní parametrizace.....	21
1.2.6. Definice výkonové části	21
1.2.7. Nastavení motoru	22
1.3. Řízení frekvenčního měniče Simovert	23
1.3.1. Binární a analogové vstupy a výstupy.....	23
1.3.2. Komunikace.....	24
1.3.3. Universální sériové rozhraní - USS protokol	25
1.3.4. PROFIBUS-DP	28
1.4. Regulační schémata měniče, funkce některých nejvýznamnějších bloků.....	29
1.4.1. Řídicí struktura skalárního řízení bez čidla otáček	29
1.4.2. Struktura vektorového řízení s čidlem otáček	32
2. Základní rovnice frekvenčně regulovaného pohonu s asynchronním motorem a jeho matematický model	35
2.1. Základní rovnice asynchronního stroje.....	35
2.1.1. Lineární transformace statorových veličin	37
2.1.2. Lineární transformace rotorových veličin	38
2.1.3. Lineární transformace napěťových rovnic	40
2.1.4. Moment asynchronního stroje	41
2.2. Základní rovnice neřízeného usměrňovače	42
2.3. Strídač.....	43
3. Teorie skalárního a vektorového řízení	48
3.1. Skalární řízení.....	48
3.1.1. Řízení rychlosti při konstantním statorovém toku	48
3.1.2. Oblast konstantního výkonu.....	49
3.1.3. Struktury regulačních obvodů skalárního řízení	50
3.1.4. Frekvenčně napěťové řízení	50
3.2. Vektorové řízení	52
3.2.1. Princip vektorového řízení	52
4. Experimentální část	54
4.1. Měření naprázdno	55
4.1.1. Měření naprázdno v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A).....	56
4.1.2. Měření naprázdno v režimu skalárního řízení s čidlem otáček (B).....	62
4.2. Měření při zatížení.....	64
4.2.1. Měření při zatížení v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A).....	65

4.2.2. Zatížený motor při skalárním řízení s čidlem otáček (B).....	70
4.3. Vlastnosti motoru s frekvenčním měničem bez čidla otáček	73
4.4. Chování pohonu při jiném než skokovém zatěžování	77
4.4.1. Multifunkční karta Humusoft MF604	78
4.4.2. Lineární změna zátěže s otáčkami	78
4.4.3. Kvadratická změna zátěže s otáčkami	80
4.4.4. Zatěžování motoru momentem s navíječkovou charakteristikou,	81
4.5. Vliv modulační frekvence na chování AM.....	82
4.5.1. Měření naprázdno při různých modulačních frekvencích	82
4.5.2. Vliv modulační frekvence při zatížení	85
4.6. Provoz motoru při proměnlivých požadovaných otáčkách	88
4.7. Jiné možnosti záznamu dat	88
4.8. Shrnutí naměřených vlastností	90
5. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při specifickém zatěžování.....	91
5.1. Zatěžování se sinusovým průběhem.....	91
5.1.1. Motor s vektorovým řízením s čidlem otáček se sinusovou zátěží	91
5.1.2. Asynchronní motor se skalárním řízením s čidlem otáček při sinusové zátěži.....	96
5.1.3. Motor s vektorovým řízením bez čidla otáček při sinusové zátěži	99
5.1.4. Motor se skalárním řízením bez čidla otáček při sinusovém zatěžování	103
5.1.5. Srovnání chování motoru při sinusovém zatěžování při různých variantách řízení.	105
5.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatížení dané rozváděcím mechanismem na doprřadacím stroji.....	106
5.2.1. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozváděcím mechanismem při různých variantách řízení s čidlem otáček	108
5.2.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozváděcím mechanismem s variantou řízení bez čidla otáček	113
5.2.3. Vyhodnocení chování motoru s reálnými zátěžemi při různých variantách řízení ..	117
6. Vyhodnocení	117
7. Závěr.....	119
Seznam použité literatury	121

Seznam použitých symbolů a zkratek:

u, v, w	označení statorových vinutí AM
K, L, M	označení rotorových vinutí AM
u_k	napětí na vinutí AM
R_k	odpor vinutí AM
i_k	proud ve vinutí AM
Ψ_k	spřažený magnetický tok vinutí AM
Ψ_{jk}	spřažený magnetický tok mezi dvěma fázemi AM
L_{kk}	vlastní indukčnost jedné fáze AM
L_{jk}	vzájemná indukčnost mezi dvěma fázemi
ϑ	úhel natočení mezi rotorem a statorem AM
ϑ_k	transformační úhle natočení
k_d, k_q, k_0	transformační činitelé
ω	úhlová rychlost
ω_k	transformační úhlová rychlost
ω_m	mechanická úhlová rychlost
M_1	vzájemná indukčnost vinutí statoru
M_2	vzájemná indukčnost vinutí rotoru
L_1	vlastní indukčnost statoru
L_2	vlastní indukčnost rotoru
m_i	okamžitý moment AM
p_i	okamžitý výkon AM
L_1, L_2, L_3	fázová napětí sítě
$U_{d(AV)}$	střední hodnota výstupního napětí usměrňovače
U_d	napětí v meziobvodu
u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}	výstupní fázová napětí střídače
u_{AK}, u_{BK}, u_{CK}	výstupní fázové napětí mezi fází střídače a nulovým bode stejnosměrného meziobvodu
$i_A, i_B, i_C,$	fázové proudy střídače
z	zatěživatel
f_n	kmitočet spínání
t	čas
f_l	frekvence napájecího napětí
n	otáčky AM
s	skluz AM
p_p	počet pólů
p	počet pólů AM
U_s	napájecí napětí statoru
f_s	napájecí frekvence statoru
R_s	statorový odpor jedné fáze AM
$L_{s\sigma}$	rozptylová indukčnost statoru AM
$L_{r\sigma}$	rozptylová indukčnost rotoru AM
U_i	indukované napětí AM
I_M	magnetizační proud AM
R_2	odpor jedné fáze rotoru
I_s	proud statoru
I_{sd}	tokotvorná složka statorového proudu
I_{sq}	momentotvorná složka statorového proudu
Ψ_H	hlavní magnetický tok AM

Ψ_S	magnetický tok v statoru AM
Ψ_R	magnetický tok v rotoru AM
$U_{s\alpha}, U_{s\beta}$	složky napájecího napětí v souřadném systému $\alpha - \beta$
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	složky statorového proudu v souřadném systému $\alpha - \beta$
KEL	Katedra elektrotechniky

Úvod

V regulovaných pohonech pro všeobecné použití se pro výkony jednotek až stovek kW nejčastěji využívá asynchronní motor, který je napájen frekvenčním měničem. Jak je ukázáno v této práci, s takto sestaveným frekvenčně regulovaným pohonem je možné dosáhnout různých požadovaných vlastností.

Současná praxe je taková, že po zakoupení frekvenčního měniče obsluha nastaví požadované otáčky, popř. několik dalších parametrů, a pokud motor pracuje podle předpokladů, tak se jeho chováním více nezabývá, protože na to nemá čas ani podmínky. Přitom možnosti některých frekvenčních měničů jsou velmi široké a je dobré je znát, protože se tak dá velmi ovlivnit chování pohonu. Proto bylo téma možností řízení frekvenčních měničů vybráno pro tuto disertační práci. Podstatou má být získání co nejpodrobnějších informací o činnosti měniče, což pomůže jak výrobcí, tak uživatelí.

Nejdůležitější vlastností frekvenčního měniče je možnost plynulé změny otáček v každém směru od nuly do úrovně synchronních otáček, nebo i nad ně, pokud je to pro použitý motor únosné. Běžně se dnes využívá jak skalárního, tak vektorového řízení. Základem algoritmu vektorového řízení je myšlenka publikovaná již v roce 1971 V. Blaschkem, která vychází z toho, že střídavý trojfázový statorový proud se uvažuje jako prostorový vektor a je tak možné regulovat nejenom jeho velikost, ale i fázi. Výhodou takového řízení je rychlost změny otáček, která je omezena maximálním proudem výkonových prvků frekvenčního měniče, což umožňuje dosáhnout značné dynamiky pohonu. Je-li ale potřeba měnit otáčky regulovaně s ohledem na omezení daná poháněným mechanismem, je možné jejich nárůst přesně specifikovat. Frekvenční měnič také umožňuje udržovat otáčky na konstantní hladině bez ohledu na zatížení motoru, až do úrovně dané nastaveným proudovým omezením ať už je nebo není k dispozici otáčkové čidlo. Díky proudovému regulátoru může asynchronní motor s měničem frekvence udržovat na hřídeli konstantní moment při různé hladině požadovaných otáček.

Změnou nastavení konstant proudového a otáčkového regulátoru v regulační smyčce je možné ovlivnit dynamiku asynchronního motoru. Proto je jejich vliv na kvalitu regulace při požadavku na udržení konstantních otáček a konstantního momentu rovněž diskutován.

Frekvenční měnič pracuje také jako diagnostický prvek, neboť sleduje proud v motoru, výkon, který motor odebírá nebo dodává, pracuje-li jako brzda. Při použití tepelného čidla měnič sleduje a vyhodnocuje teplotu motoru a v případě ohrožení motoru ho vypíná. V neposlední řadě při připojení frekvenčního měniče k nadřazenému systému je možné jeho chování řídit opakovaně podle předem zadaného algoritmu.

V laboratořích KEL je k dispozici pohon skládající se z asynchronního motoru a frekvenčního měniče Simovert Masterdrives Vektor Control, který umožňuje provoz asynchronního motoru ve čtyřech kvadrantech při skalárním a vektorovém řízení. Jako zátěž je na společném hřídeli stejnosměrný motor napájený řízeným usměrňovačem Simoreg. Oba motory jsou spojeny přes spojku a momentové čidlo. Řídicí jednotky měniče je možné obsluhovat pomocí osobního počítače přes standardní komunikační rozhraní a nastavit oba pohony tak, že mohou simulovat různé typy zatížení ať už konstantního nebo proměnného charakteru.

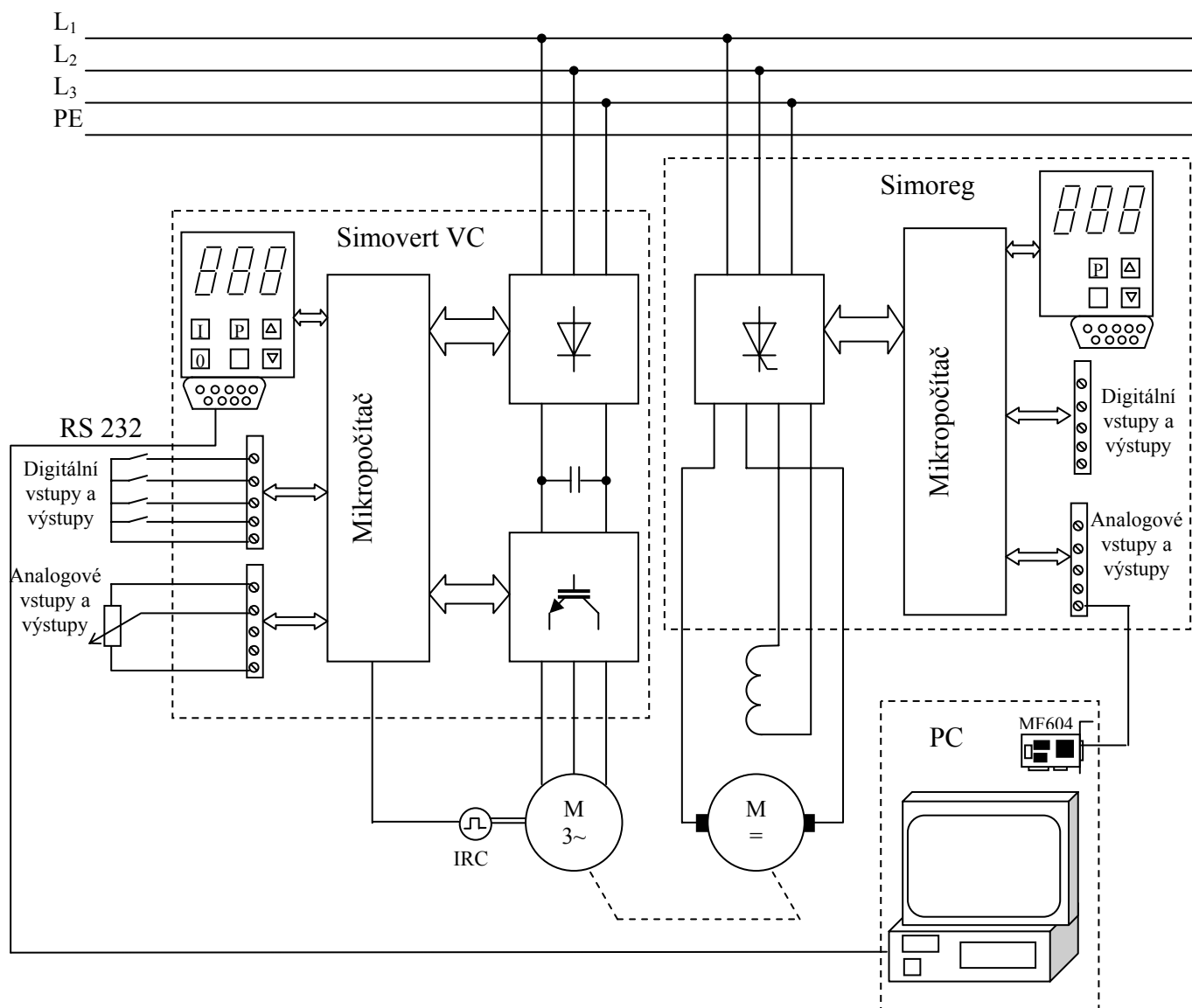
Pohon sloužil jako předmět několika diplomových prací a projektů, které se zaměřovaly na posouzení chování jednotek z různých hledisek. Práci komplikovala skutečnost, že řídicí jednotky obou měničů jsou značně složité. Dají se ovlivňovat pomocí velkého množství

parametrů přesahující počet dvou tisíc. Přesto se však dosáhlo určitých výsledků, které napomohly k osvojení ovládání měničů.

Cílem této práce je sjednotit a prohloubit znalosti o chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem na konkrétním pohonu v laboratoři KEL při různých typech řízení s proměnnou zátěží a pokusit se najít mezní hranice jeho provozu především z hlediska dynamických jevů, které mohou nastat v reálném provozu. Zjištěné poznatky pak bude možné uplatnit v praxi pro simulaci skutečných komplikovaných zátěží v průmyslu.

První tři kapitoly jsou věnovány teoretickému popisu asynchronního motoru s frekvenčním měničem a jsou ukázány základní možnosti ovládání frekvenčního měniče. Závěrečné dvě kapitoly se věnují popisu vlastních experimentů a skutečnému chování pohonu v různých variantách nastavení vnitřní struktury měniče frekvence. Kromě toho byly prováděny experimenty s proměnnou zátěží, která se vyskytuje u reálných průmyslových zátěží v textilním průmyslu, jako je rozváděcí mechanismus dopřádacího stroje. Na základě provedených experimentů pak byly posuzovány výhody a nevýhody jednotlivých nastavení parametrů i vnitřního zapojení měniče včetně vlivu těchto uspořádání na dynamiku asynchronního motoru, tj. na rychlost rozběhu, vliv změny zátěžného momentu, stabilitu pohonu atd.

Cíle disertační práce



Obr 1 Blokové schéma pohonu v laboratoři KEL

Na obr. 1 je blokové schéma elektrického pohonu, na kterém bylo v laboratoři měřeno. Hnací stroj je asynchronní motor, který je mechanicky spojený se stejnosměrným motorem pevnou spojkou. Asynchronní motor je napájen z frekvenčního měniče Simovert VC. Podrobný popis měniče frekvence je uveden v kap. 1, ve které jsou popsány možnosti ovládání měniče pomocí jednoduchého ovládacího panelu a digitálních a analogových vstupů a výstupů. Velký prostor je také věnován popisu ovládání přes sběrnici RS – 232 z osobního počítače pomocí programu Simovis resp. Drivemonitor. Výkonová část měniče se skládá z neřízeného usměrňovače a střídače. Jejich teoretický rozbor je v kap.1 společně s matematickým popisem asynchronního motoru. Jednotka Simovert umožňuje napájení motoru v různých režimech skalárního a vektorového řízení s čidlem a bez čidla otáček. Podrobný popis způsobů zajištění řízení v těchto režimech je v závěru kap.1

Stejnosměrný motor s cizím buzením je výkonově silnější, a jeho typ byl vybrán tak, aby otáčkami odpovídal asynchronnímu motoru a byl navržen k zatěžování případně přetěžování asynchronního motoru. Je napájen plně řízeným usměrňovačem Simoreg. Ten je

možné ovládat pomocí osobního počítače přes sériovou linku RS – 232 nebo pomocí analogových a digitálních vstupů a výstupů.

Pro realizaci zátěžného momentu s proměnlivým průběhem byla využívána multifunkční karta Humusoft MF 604, která je součástí osobního počítače v laboratoři. Pomocí této karty lze snímat elektrické a mechanické veličiny asynchronního motoru, vhodným programem je zpracovat a na základě takto získaných hodnot pomocí analogového vstupu Simoregu ovlivňovat např. velikost požadovaného zátěžného momentu. Díky této kartě je možné zatěžovat asynchronní motor v závislosti na čase, nebo v závislosti na okamžitých otáčkách stroje. Otáčky stroje jsou získávány z inkrementálního čidla IRC, jeho signál je zaveden do jednotky Simovert.

Hlavním cílem práce bylo prověřit vlastnosti asynchronního motoru při napájení frekvenčním měničem při různých způsobech řízení a zatěžování. V kap. 2 je uveden matematický popis asynchronního motoru pro okamžité hodnoty důležitých elektrických veličin vzhledem k vzájemné poloze statoru a rotoru. Je ukázáno převedení těchto rovnic do systému $d, q, 0$, což je souřadnicový systém, který je pevně spojen s rotorem. Rovněž jsou uvedeny základní rovnice popisující výkonové části frekvenčního měniče. V kap. 2 jsou uvedeny zásady a předpoklady pro skalární a vektorové řízení. Rovněž jsou popsány vlastnosti motoru, pokud je provozován s daným typem řízení, které vycházejí z jeho matematického popisu. Tyto vlastnosti jsou porovnány s průběhy získané na laboratorním pohonu.

Hlavní pozornost byla věnována dynamice elektrického pohonu s měničem frekvence. Práce obsahuje průběhy významných elektrických a mechanických veličin asynchronního motoru při požadavku skokového nárůstu otáček z klidu do jmenovitých otáček při chodu naprázdno, nebo při zatížení v různých režimech řízení (kap. 4). Byla také sledována odezva motoru na skokové zatížení motoru a byla ukázána možnost realizace zatěžování motoru v závislosti na čase a na okamžitých otáčkách. Vlastnosti motoru byly vyhodnoceny při provozu s čidlem otáček a bez čidla otáček.

Kapitola 5 má posoudit reakce motoru při specifickém zatěžování pro dva průběhy zátěžného momentu. První z nich je sinusový a sleduje se, jak se mění odezva motoru při čtyřech různých frekvencích. I toto měření bylo provedeno pro skalární i vektorové řízení s čidlem i bez čidla otáček, aby bylo možné vyhodnotit výhody a nevýhody jednotlivých typů řízení. Pro druhý způsob specifického zatěžování byla převzata data naměřená na reálné průmyslové aplikaci v textilním průmyslu. Protože průběh momentu při druhém způsobu zatěžování nabývá kladných i záporných hodnot, je možné získat vlastnosti motoru při změně znaménka zátěžného momentu. Tato měření měla ukázat, jestli je možné použít laboratorní pohon při návrhu reálného zařízení, u kterého je předem znám zátěžný moment na hřídeli, a v případě, že se tento moment dynamicky mění, ověřit, zda-li řízení motoru stačí reagovat na změnu zátěžného momentu paralelně nebo se zpožděním.

Každé měření je podrobně vyhodnoceno a na základě získaných průběhů jsou stanoveny důvody, které se snaží vysvětlit chování asynchronního motoru při konkrétním způsobu zatěžování. Práce obsahuje některá doporučení při nastavování měniče, jejichž dodržení může zajistit spolehlivý provoz a správně naměřit hodnoty, pokud je měnič ke sledování hodnot používán.

V závěru práce jsou uvedeny výhody a nevýhody používání frekvenčního měniče Simovert VC a jsou vyhodnoceny hlavní atributy chování při jednotlivých provozních stavech motoru. Součástí hodnocení je tabulka, která pro všechna měření s ohledem na dynamické vlastnosti a provozní spolehlivost stanovuje optimální variantu řízení.

1. Popis frekvenčního měniče Simovert Masterdrives

Řada měničů Simovert Masterdrives patří mezi frekvenční měniče s napětovým meziobvodem a vyrábí se ve dvou základních provedeních, v kompaktním a vestavném. Základní rozdíl mezi nimi je v tom, že u kompaktního provedení je napájení obvodů elektroniky napětím 24V zajištěno pomocí vestavěného zdroje, který je napájen ze stejnosměrného meziobvodu, kdežto u vestavného provedení se napájení provádí rovněž z vestavěného napájecího zdroje, který však není napájen ze stejnosměrného meziobvodu.

Frekvenční měniče Simovert Masterdrives zauímají v kompaktním provedení výkonové spektrum od 2,2 kW do 37 kW a ve vestavném provedení od 37 kW do 400 kW. Tím se tato řada měničů počítá mezi systémy s velmi širokým výkonovým spektrem. Katedra KEL disponuje jedním z výkonově menších měničů, pro napájení motorů se jmenovitým proudem do 6,1 A a pro napájecí napětí 3 AC 380 až 480 V a s označením 6SE7016-1EA61.

Pokud na vstupní svorky frekvenčního měniče Simovert Masterdrives přivedeme napětí, dojde k jeho usměrnění v třífázovém můstku (viz. kap. 2.2) a přes přednabíjecí obvody se toto stejnosměrné napětí přivede na kondenzátor v napětovém meziobvodu. Přednabíjecí obvody jsou realizovány pomocí odporů a slouží k tomu, aby při nabíjení po připojení napětí nedocházelo k velkým napětovým špičkám. Střídač ze stejnosměrného napětí vytvoří metodou pulzně šířkové modulace (PWM) třífázový systém střídavého napětí s frekvencí v rozsahu od 0 Hz do 600 Hz.

Řízení měniče je provedeno interní řídicí a regulační elektronikou a funkce měniče jsou realizovány prostřednictvím softwaru měniče. Měnič je možné ovládat pomocí

- standardního ovládacího panelu PMU,
- komfortního ovládacího panelu, OPS1
- řídicích svorkovnic,
- seriového rozhraní,
- po sběrnici prostřednictvím komunikační jednotky.

Jako čidla otáček je možné použít téměř všechny druhy impulsních čidel otáček nebo analogových tachodynam. Použitím vektorového řízení s čidlem otáček je možné pohon provozovat pro aplikace vyžadující vysoký stupeň momentové přesnosti a dynamické reakce. Bez otáčkového čidla je měnič možné provozovat u méně náročných aplikací (větráky, pumpy atd.) jak s vektorovým tak i se skalárním řízením.

Frekvenční měniče řady Simovert Masterdrives se vyrábějí pro všechny běžné napětové soustavy od 220 V do 690 V. Měniče v kompaktním provedení jsou pro napětí od 220 V do 575 V, měniče ve vestavném provedení pak pro napětí od 380 do 690 V.

1.1. Možnosti parametrování měniče

Přizpůsobit chování měniče tak, aby vyhovoval konkrétní aplikaci, se provádí prostřednictvím parametrů. Každý parametr je jednoznačně určen a označen svým číslem a názvem. Vedle názvu a čísla parametrů mají mnohé parametry také index, čímž je možné přiřadit jednomu parametru více hodnot. Čísla parametrů se skládají z písmene a třímístného čísla. Velká písmena P, U, H, a L označují parametry, jejichž hodnotu lze měnit např. P443.1=11. je parametr pro zdroj žádané hodnoty otáček s indexem 1 a hodnotou parametru 11. Malá písmena r, n, d, a c označují hodnoty parametrů, jejichž hodnoty lze jenom číst a nazývají se monitorovací parametry. Např. parametr r004=3,9 je monitorovací parametr pro výstupní proud, je bez indexu a hodnota parametru je 3,9.

Zadávání hodnot parametrů je možné provádět prostřednictvím vestavěného jednoduchého ovládacího panelu PMU umístěného na čelním panelu měniče nebo pomocí

komfortního ovládacího panelu OPS1 případně pomocí počítače a programu Simovis/Drive monitor.

Parametry je možné měnit pouze za určitých podmínek a je nutné splnit následující předpoklady. Parametr musí být označen velkým písmenem P, U, H nebo L, musí být odblokováno přepisování hodnot parametrů prostřednictvím PMU nebo OPS1 P053=6. Měníč se dále musí nacházet ve stavu, který připouští nastavování hodnot parametrů (část parametrů je možné měnit pouze ve vypnutém stavu) a nesmí být aktivován zámkový mechanismus, který zabraňuje nechtěné parametrizaci. Může se tak předejít nechtěnému prozrazení know-how uloženého v jednotce (P358, P359).

1.1.1. Jednoduchý ovládací panel



Obr. 1.1 Jednoduchý ovládací panel PMU

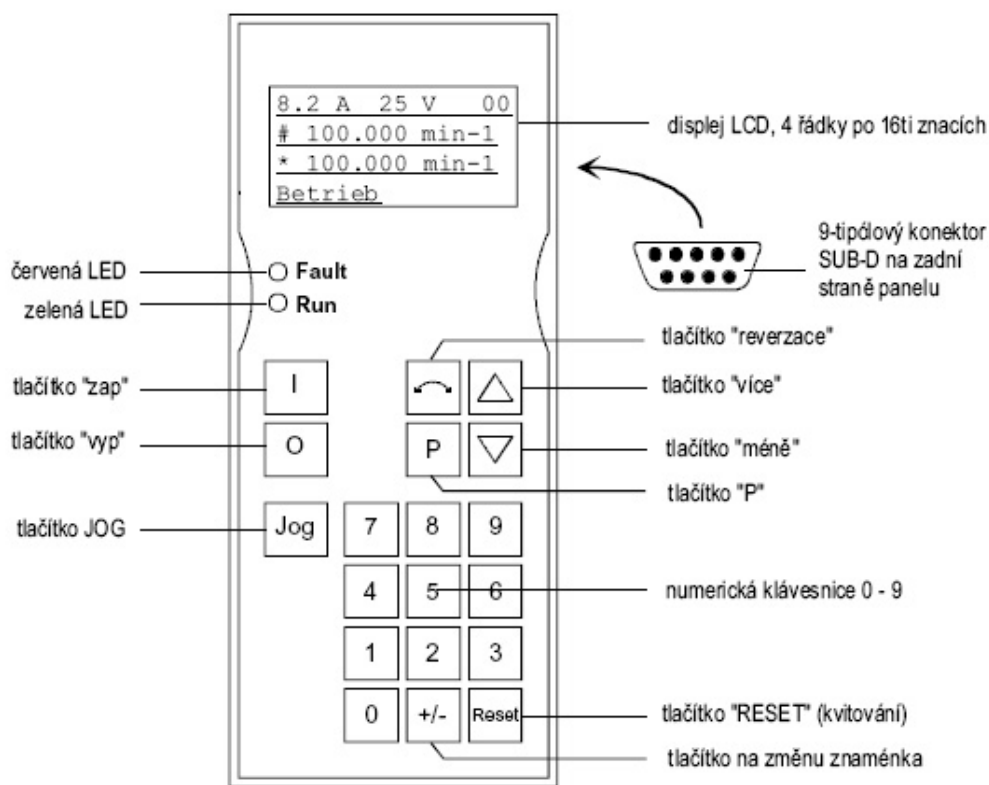
Ovládací panel PMU (Parametrisation Unit) je umístěn na čelní straně měniče a slouží k jednoduchému nastavování parametrů a základnímu monitorování chodu frekvenčního měniče. Skládá se ze čtyřmístného sedmisegmentového displeje a několika tlačítek.

Zelené tlačítko start slouží ke spuštění motoru, červené tlačítko slouží k uvedení motoru do klidu. Je možné si vybrat až ze tří druhů zastavení motoru (parametry P554 až P560) a nastavit tak potřebnou dobu doběhu, popř. využít vnitřní elektrodynamickou brzdu. Tlačítko šedé umožňuje reverzaci (funguje po nastavení parametrů P571 a P572), tlačítko P slouží pro přepínání z čísel parametrů na indexy a jejich hodnoty a pro potvrzování poruchy. Tlačítka šipek „nahoru“ a „dolů“ slouží pro přejíždění mezi parametry, indexy a hodnotami.

Změny parametrů provedené na panelu PMU se zapisují do paměti EEPROM a platí i po vypnutí měniče od napájecí sítě.

1.1.2. Komfortní ovládací panel OP1S

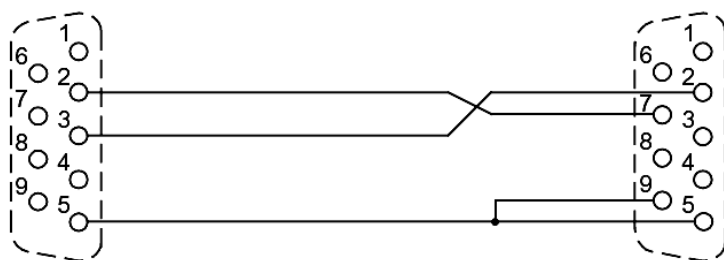
Dalším ze způsobů, jak parametrovat měnič, spouštět a zastavovat motor, je prostřednictvím komfortního ovládacího panelu OP1S (obr. 1.2). Ten patří do volitelného příslušenství měniče a je nutné ho dodatečně koupit. Ovládání měniče je s tímto panelem mnohem pohodlnější, protože obsahuje čtyřřádkový alfanumerický displej, na kterém se najednou zobrazuje číslo parametru, název parametru, index i jeho hodnota. Při chodu motoru je pak možné sledovat několik monitorovacích parametrů najednou a pozorovat aktuální stav měniče. Tento panel není součástí měniče Simovert a nebyl při měření k dispozici.



Obr 1..2 Komfortní ovládací panel OP1S

1.1.3. Popis programu Simovis popř. Drive monitor

Pro zajištění komunikace mezi jednotkou Simovert a osobním počítačem je nutné nejprve propojit osobní počítač a měnič pomocí sériové linky RS-232 (obr. 1.3). Tento druh sběrnice slouží pro spojení dvou zařízení, a proto je někdy výhodné vytvořit spojení pomocí linky RS-485, což je vícebodový systém sloužící až pro komunikaci s 31 zařízeními Simovert najednou. Počítač musí však být vybaven příslušným portem pro sériovou linku RS-485.

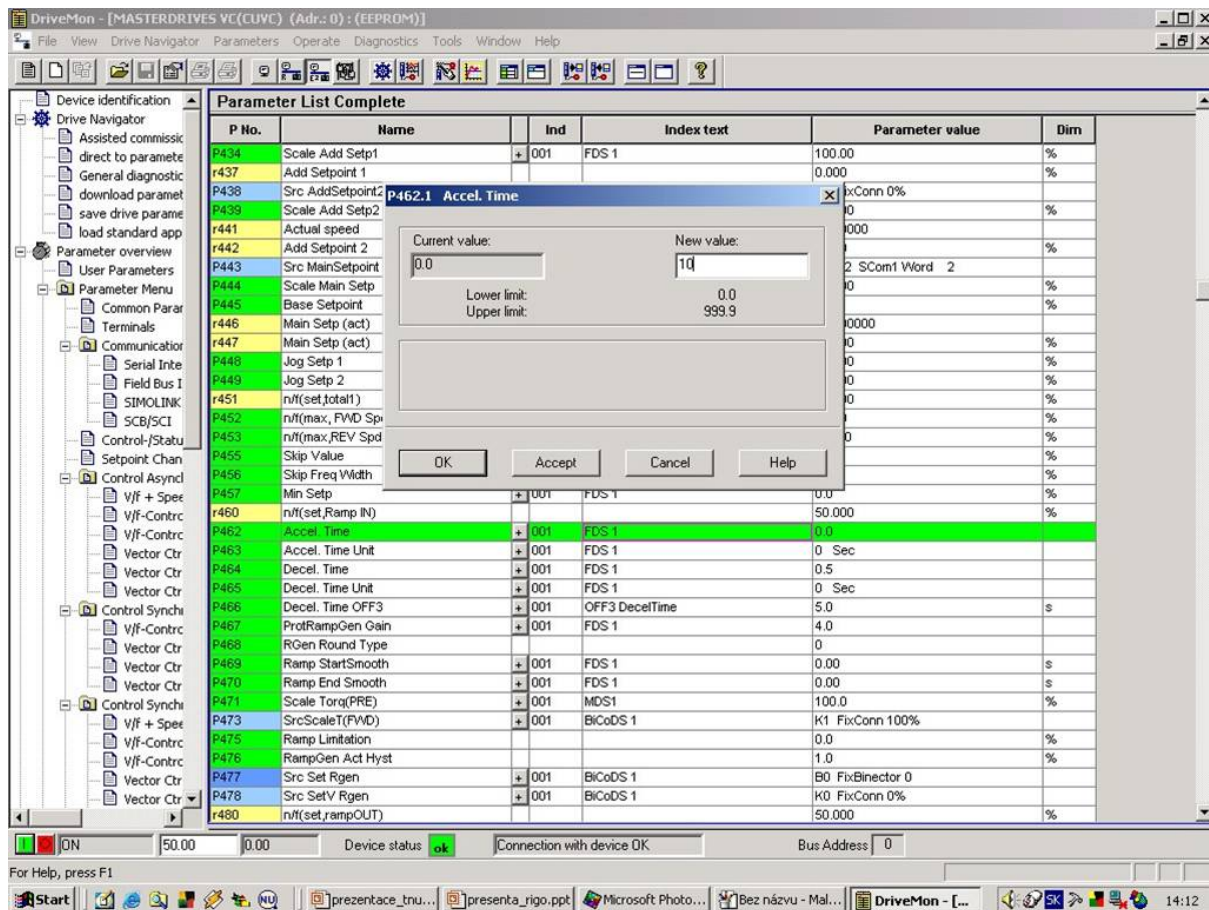


Obr. 1.3 Zapojení komunikační sběrnice RS – 232

Programy Simovis a Drive monitor jsou velmi podobné. Liší se pouze v postupu při navázání komunikace a oba programy mají některé funkce, které ten druhý nemá.

Před vlastním navázáním komunikace mezi počítačem a daným měničem je nutno v programu Simovis nadefinovat tzv. projekt, kde se zvolí, kolik zařízení může být na program Simovis připojeno a na kterých jsou adresách. Všechna zařízení nadefinována do takového projektu mají stejnou komunikační rychlost a odpovídá jim jeden komunikační port (COM 1-4). Pro jiný projekt může být komunikační rychlost jiná stejně jako komunikační port, ale v rámci jednoho projektu jsou tyto údaje stejné pro všechna zařízení. Pro správné fungování komunikace je dále nutná shoda bus adresy P700 v měniči a

v programu. Shoda musí platit i pro komunikační rychlost P701. Nastavení těchto parametrů je proto nutné před vlastním spojením zkontrolovat. Přidání jednotky do projektu se provede pomocí jednoduchého menu, které se objeví po stlačení tlačítka *plus*. V jednoduchém menu se vybere přidávané zařízení ze seznamu, zvolí se softwarová verze jednotky, zařízení je možné doplnit krátkým popisem a po potvrzení je jednotka přidána do projektu.



Obr. 1.4 Okno programu Drivemonitor

Abychom zjistili, jestli zařízení komunikuje správně, je možné v řádku přidávané položky kliknout na tlačítko pod hlavičkou „Conect on/off“ a pokud se toto pole zbarví do zelena, komunikace probíhá dobře, pokud do černa připojení se nezdařilo.

U programu Drive monitor je situace rozdílná pouze v tom, že začíná s prázdným oknem pohonů, a není tak možné nastavit bus adresu a nakonfigurovat pohon. Nejjednodušší cestou, jak nastavit druh sběrnice, komunikační port a komunikační rychlost je v menu *tools* vybrat položku *Online settings ...*, program sám projíždí jednotlivé bus adresy a pokud najde jednotku se stejnou komunikační rychlostí, naváže s ní spojení. Pokud je pokus o navázání komunikace úspěšný, objeví se okno s parametry. Tyto parametry je možné potom uložit a popsat a jsou později k dispozici. U obou programů Simovis a Drive monitor jsou okna s parametry velmi podobná a budu je tedy popisovat dohromady.

1.1.4. Parametrování a provoz měniče pomocí programu Simovis, Drive monitor

Především je dobré upozornit na to, že okno parametrů je možné provozovat ve třech různých modech a sice mód *Offline*, *Online RAM* a *Online EEPROM*. Offline režim umožňuje

prohlížení parametrů a jejich korekci i v případě, že nejsme k zařízení připojeni fyzicky. Soubor s takto zadanými popř. upravenými parametry můžeme přenést do měniče později pomocí funkce „download“. Režim *online RAM* umožňuje číst aktuální parametry z jednotky, jejich změny jsou však ukládány pouze do paměti RAM a po odpojení měniče od napětí jsou ztraceny. V režimu *Online EEPROM* je možné odečítat aktuální parametry a následně je měnit. Tyto změny parametrů jsou zapisovány do paměti EEPROM a zůstávají platné i po odepnutí měniče od sítě. Přepínání mezi jednotlivými módy je možné jednak v podmenu *Viev* nebo pomocí ikon nástrojů.

Nejjednodušším způsobem parametrování je přes kompletní seznam všech parametrů, ve kterém si uživatel vyhledá parametr, který chce změnit, dvakrát na něj klikne, zadá novou hodnotu parametru a tuto změnu pak potvrdí.

Protože je však monitorovacích a nastavovacích parametrů velké množství (řádově tisíce), mají programy tendenci zjednodušit procházení mezi nimi pomocí předdefinovaných skupin parametrů. Tyto skupiny parametrů se pak týkají vždy jedné oblasti (jako např. nastavení regulátoru otáček, nastavení žádané hodnoty atd.). Tyto skupiny parametrů najdeme v menu *parametr*, kde máme možnosti volby předdefinovaných skupin parametrů. Některé skupiny parametrů se ještě dělí do Podmenu a týkají se různých funkcí měniče, jako např. parametry pro tzv. rychlé parametrování, parametry pro nastavení pohonu, parametry pro nastavení silové části měniče atd.

Program také umožňuje vytvořit si skupiny vlastních parametrů prostřednictvím tzv. volné parametrizace. Zde je možné založit novou skupinu parametrů, pojmenovat ji libovolným způsobem, vybrat parametry podle našich potřeb, uložit je a tuto námi vybranou skupinu parametrů v budoucnu kdykoliv využít.

Na spodu okna s parametry jsou dva řádky týkající se přímo vlastního provozu pohonu. V nejspodnějším řádku je možné vidět čtverečky představující jednotlivé pohony, které signalizují jejich okamžitý stav (pohon je v pořádku, pohon má chybu, pohon je offline, nebo je odpojen). V řádku nad jsou tlačítka pro spuštění a pro vypnutí pohonu a buňka pro zadávání požadované hodnoty. Další dvě políčka slouží k jednoduchému monitoringu, a tak je možné na první pohled vidět, jestli je pohon zapnutý nebo vypnutý a z dalšího políčka odečítat např. aktuální hodnotu otáček, nebo jiný námi zvolený monitorovací parametr, který je zadán do parametru P707.2. Aby byl tento řádek aktivní a pracoval jak má, je potřeba prostřednictvím parametrů měniče nadefinovat, odkud se mají zadávaná data přijímat, a kam mají sledovaná data posílat.

Další z možností jak sledovat a částečně ovládat pohon je pomocí stavového a kontrolního slova, které se zobrazí vyvoláním okna z menu *Operation*. Z hodnot jednotlivých bitů je možné určit aktuální stav pohonu, protože každý bit stavového a kontrolního slova podává informaci o nějaké vlastnosti pohonu jako např. zda-li je pohon v chodu, zda-li je aktivní nějaké poruchové hlášení, jestli je pohon v reverzním chodu atd. Ve stavovém slově je možné hodnoty bitů pouze sledovat a v kontrolním slově pomocí kliknutí na jednotlivé bity a přijmutím pomocí tlačítka „akcept“ dokonce i měnit.

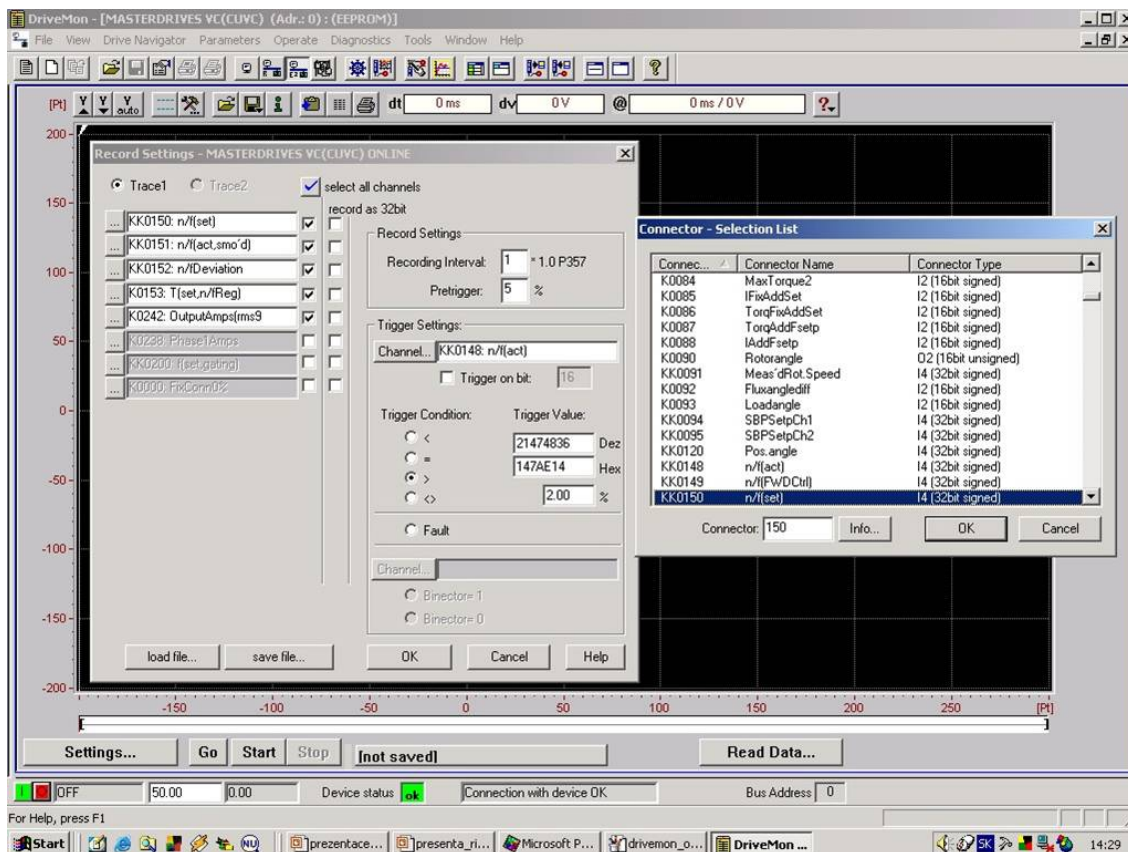
Další z důležitých funkcí programu Simovis/Drive monitor je možnost načítat a ukládat sady parametrů měniče a následně s nimi manipulovat jako se soubory. Příkazy pro nahrávání a ukládání sad dat je možné najít buď v řádku nástrojů, nebo v menu *File*. Program pak umožňuje uložit buď všechny parametry příkazem „*Base unit: all*“, nebo uložit pouze ty parametry, které jsou odlišné od továrního nastavení „*Base unit: changes only*“. Pro načtení parametrů ze souboru do měniče slouží příkaz „download“ a parametry je možné nahrát buď do paměti RAM a jsou platné pouze do okamžiku odepnutí od sítě nebo do paměti EEPROM a jsou platné i po vypnutí. Některé parametry není možné zapisovat, ani ukládat jako např. P070 definice silové části. Tyto parametry je nutné potom podle potřeby upravit manuálně.

1.1.5. Nástroj Trace

Nástroj Trace je součástí programu Simovis/Drive monitor a umožňuje vizualizaci zaznamenaných parametrů. Je tak možné najednou zaznamenat hodnoty až 8 vizualizačních parametrů po dobu, kterou si sami zvolíme. Zaznamenané hodnoty lze uložit v textovém nebo numerickém formátu, podle potřeby zpracovat do libovolného tvaru, a pak je kdykoliv znovu zobrazit. Pomocí kursorů je také možné v grafu odečíst maximální nebo okamžitou hodnotu v libovolném čase, popřípadě zobrazit pouze část záznamu časového měřítka pro detailnější analýzu.

Po otevření nástroje Trace z menu *Diagnostics* nebo po zmáčknutí ikony z řádku nástrojů se objeví okno jako na obr.1.5 Nejdůležitější pro ovládání programu Trace je tlačítko *Settings*, kde je možné provést výběr sledovaných vizualizačních parametrů a specifikovat trigrovací podmínky. Tlačítka *Go* a *Start* slouží pro start záznamu a tlačítko *Read* pro nahrání již v minulosti zaznamenaných dat z měniče.

Po zmáčknutí tlačítka *Settings* se otevře dialogové okno, v němž můžeme specifikovat najednou až 8 konektorů, které chceme zaznamenat. Seznam parametrů, jejichž hodnoty je možné nahrát se nám otevře po kliknutí na text v jednotlivých konektorech. Pomocí dvou checkboxů můžeme vybrat, zda-li chceme daný parametr zaznamenávat a zda-li se má zaznamenat jako 32-bitový. Dále je potřeba určit dobu záznamu, která je přímo úměrná parametru P357 a dále je nutné nastavit velikost pretriggeru v % a nastavení triggeru. Pro spuštění nahrávání můžeme použít jak biconector, tak normální konektor, u něhož můžeme nastavit úroveň, při jejímž dosažení dojde ke spuštění nahrávání. Pokud máme tyto veličiny zvoleny, záznam začne po smáčknutí tlačítka *Start*. Tlačítko *Go* slouží k okamžitému spuštění nahrávání bez trigrovacích podmínek.



Obr. 1.5 Nastavování funkce „Trace“

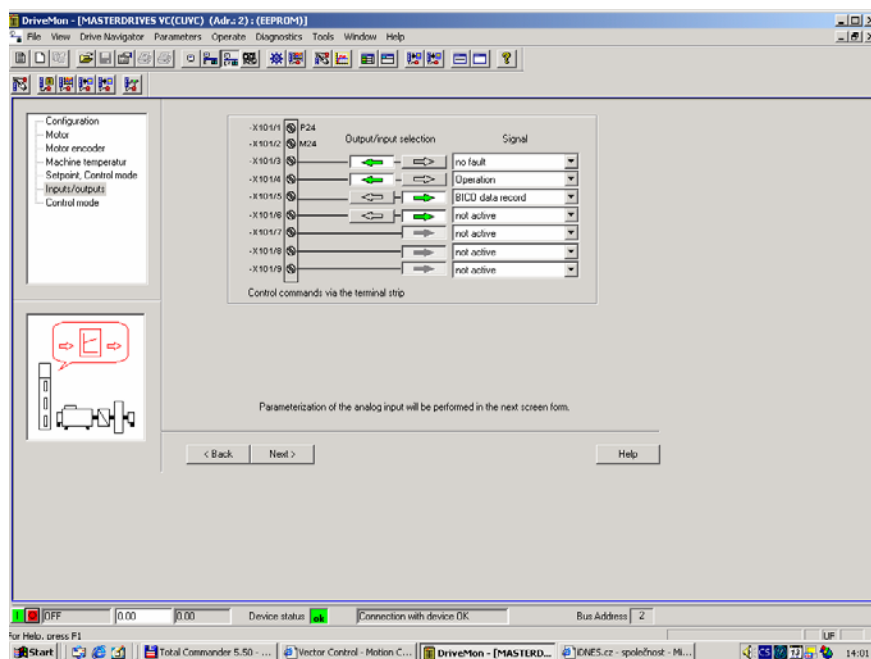
Po zaznamenání a zobrazení dat je možné jejich grafický výstup přizpůsobit individuálním potřebám. Pro osu X lze vybrat označení v datových bodech nebo v jednotkách zlomků sekund za vzorek. Osa Y může být popsána v datových bodech, nebo procentech tak, že 100 % odpovídá 16384 datovým bodům, nebo je popis možný v jednotkách.

Dále je možné zobrazit mřížku, kurzor, číslo křivky, odměřené body na křivkách. Můžeme si také přizpůsobit zesílení obrazu a potřebné detaily si tak zvětšit jak na časové, tak i amplitudové ose.

Výsledný graf je pak možné uložit buď do textové podoby, nebo ve formátu obrázku a kdykoliv v programu Trace znovu vyvolat.

1.1.6. Menu rychlý start s nápovědou

Pro rychlé a jednoduché naparametrování měniče slouží menu rychlý start s nápovědou, které je v programu Drive monitor vytvořeno pouze pro jednotky řady Simovert Masterdrives VC/MC. Toto menu je možné vyvolat z menu *Parametr* položka „Menu prompted start-up“. Oproti jiným způsobům parametrizace, při nichž uživatel mění hodnoty parametrů a předpokládá se určitá znalost řídicího systému, má v tomto případě uživatel usnadněnou úlohu v tom, že pro správné naparametrování musí vyplnit pouze několik formulářů. Vyplněním formulářů změní hodnoty parametrů týkající se napájeného motoru, způsobu řízení, definování doby rozběhu a doběhu atd, aniž by uživatel přišel do kontaktu s čísly parametrů, které mění. Každý formulář je doplněn jednoduchým schématickým obrázkem pohonu se zvýrazněním části, které se týkají měněné hodnoty v daném formuláři.



Obr.1.6 Formulář pro nastavování binárních vstupů a výstupů

Po inicializaci, která následuje po zvolení položky *prompted start-up*, se objeví počáteční formulář parametrizace zařízení. Všechny formuláře mají stejnou strukturu (obr. 1.6). Na levé straně je zobrazen obsah s jednoslovným popisem a názorným obrázkem, který se týká hodnot, které daný formulář nastavuje. Ve vlastním formuláři jsou zobrazeny pole pro parametrizaci s doporučenými hodnotami. Hodnoty je možné do formuláře vkládat přímo

z klávesnice, nebo výběrem jedné z možností ze seznamu. Mezi formuláři je možné přecházet pomocí tlačítek „další (next)“, nebo „předchozí (back)“.

Velmi názorný je formulář pro nastavení analogových binárních vstupů a výstupů. Některé konektory mohou sloužit buď jako vstupní nebo jako výstupní podle aktuálního nastavení.

Toto nastavení se ve formuláři zajistí jednoduchým kliknutím myši, a pak už se pouze z výběrového menu vybere vlastnost, kterou daný vstup a výstup bude zajišťovat.

Po vyplnění všech formulářů se nové nastavení potvrdí tlačítkem „Accept configuration“, čímž dojde k resetu všech předchozích nastavení a nové nastavení vejde v platnost. Parametrování pomocí těchto formulářů je omezeno svým rozsahem, je však dostatečné pro zvládnutí základních nastavení. Složitější aplikace je pak možné doladit pomocí podrobnějšího parametrování.

1.2. Parametrizace měniče

Parametrizace měniče je postup nastavení parametrů takový, aby po spuštění motor pracoval optimálně. Pro takovýto postup je důležité znát základní tři kroky parametrizace:

- reset měniče pro získání továrního nastavení,
- rychlá parametrizace pro nastavení základních prvků struktury měniče,
- detailní parametrizace pro doladění funkce měniče.

Proces rychlé parametrizace může být využit pro aplikaci, v níž chod motoru je předem přesně určen a není potřeba žádných velkých testů a následných korektur pro přizpůsobení chování motoru v aplikaci. Pod rychlou parametrizací rozumíme:

- rychlou parametrizaci s předem nastavenými parametrovými moduly P060 = 3,
- rychlou parametrizaci s uživatelským nastavením tj. nastavení s pevnými hodnotami nebo tovární nastavení P060 = 2,
- parametrizace pomocí již existující sady parametrů a funkce Download P060=6.

Detailní parametrizace se využívá vždy, pokud není předem přesně známo chování jednotky pro potřeby aplikace a předpokládá se, že bude nutné přizpůsobit velké množství parametrů.

Detailní parametrizaci je možné rozdělit do následujících tří kroků:

- Určení silové části P060 = 8,
- Parametrování volitelných karet, které slouží ke komunikaci s nadřazeným systémem, nebo přizpůsobují chování měniče za účelem zlepšení vlastností s ohledem na technologii, ve které je využíván P060 = 4,
- Definice motoru P060 = 5.

1.2.1. Tovární nastavení

Po provedení resetu získáme původní tovární nastavení parametrů, jejichž hodnoty je možné nalézt v seznamu parametrů. K resetu přistupujeme většinou pokud se motor chová nestandardně a nejsme schopni jednoduchými zásahy dosáhnout zlepšení tohoto stavu.

Jsou však určité skupiny parametrů, jejichž hodnoty zůstávají zachovány i po resetu. Především jsou to parametry týkající se nastavení silové části, parametry týkající se nastavení technologických karet a paměť chyb.

Nezměněny zůstávají i parametry týkající se komunikace měniče s komunikačními a technologickými deskami, nebo osobním počítačem, pokud byl reset proveden pomocí těchto zařízení.

1.2.2. Rychlá parametrizace

Typickým příkladem využití rychlé parametrizace je použití měniče v případech, kdy chod motoru není nikterak komplikovaný a jistým způsobem je již známý, nebo při výměně měniče.

V měniči jsou předdefinované moduly parametrů, které jsou rozdělené podle funkcí a mohou být navzájem zkombinované. Tyto moduly umožňují několika parametrovacími kroky přizpůsobit měnič pro danou aplikaci a není potřeba znát do detailů všechny jeho parametry. Parametrové moduly můžeme rozdělit do následujících funkčních skupin:

1. Motor (zadání štítkových hodnot s automatickým parametrováním řídicí struktury)
2. Nastavení řízení a regulace
3. Zdroje povelů a žádané hodnoty

Parametrizace se provede výběrem parametrového modulu z každé funkční skupiny, a pak se spustí proces rychlé parametrizace. Podle výběru jsou nastaveny parametry k provedení očekávaného řízení. Parametry motoru a případné nastavení řízení se dopočítá využitím automatické parametrizace P115=1.

Pro snadnější výběr parametrového modulu jsou v Compendiu k dispozici funkční plány, které dávají přibližnou představu o tom, jak vhodně propojit výběr zdroje žádané hodnoty a typ regulace řízení a dávají také informaci o tom, jak správně nastavit ovládací prvky. Tyto diagramy budou detailněji probrány v kap 1.4.

Po nastavení rychlé parametrizace P370=1 jsou všechny parametry nastaveny do továrního nastavení a veškeré předchozí změny parametrů jsou ztraceny. Příklad parametrování pohonu pomocí rychlé parametrizace v laboratoři pohonů KEL je uveden v příloze.

1.2.3. Parametrizace nahráním souboru s předem uloženými parametry

Při parametrizaci pomocí funkce „download“ parametry uložené v nadřazené jednotce mohou být přeneseny z tohoto zařízení přes sériovou linku do měniče. Jako nadřazený systém může posloužit komfortní panel OPIS, osobní počítač s programem Simovis/Drive monitor, nebo automatizační jednotka jako např. Simatic.

Úspěšná parametrizace jednotky pomocí funkce download je možná pouze pokud je měnič při přenosu dat v stavu „Download“. Tohoto stavu je možné dosáhnout nastavením parametru P060. Při získávání parametrů z operačního panelu OPIS a obslužného programu Simovis/Drive monitor je tento parametr nastaven automaticky. Pokud je při nahrávání načten parametr P115 = 1, dojde po skončení přenosu dat k provedení algoritmu automatické parametrizace pro nastavení řízení.

1.2.4. Nahrávání parametrů pomocí programu Simovis/Drive monitor

Postup nahrávání a ukládání parametrů pomocí programů Simovis/Drive monitor byl popsán v kap. 1.1.3 pojednávající o těchto programech obecně.

1.2.5. Detailní parametrizace

Detailní parametrizace se vždy používá v případech, kde nejsou předem zcela známy všechny podmínky aplikace, ve které má být motor použit a je potřeba provést detailní přizpůsobení parametrů, jako např. při prvním uvedení měniče do provozu.

1.2.6. Definice výkonové části

Protože měniče řady Simovert Masterdrives pokrývají se stále stejnou řídicí jednotkou (CUVC) výkonové spektrum od 2,2 do 400 kW při napájení od 220 do 690 V, je nutné řídicí

jednotce sdělit, který výkonový modul bude řídit, protože s tím se mění velikost napájecího napětí a proudu. Toto nastavení se provede pomocí kódu, který je každému modulu přiřazen jednoznačně a jeho hodnota se vkládá do parametru P070. Příslušný kód je možné najít v Compendiu. Parametr P070 je možné měnit pouze pokud je P060=8, čímž dojde k přepnutí do módu definice výkonové části.

1.2.7. Nastavení motoru

Nastavení motoru u detailního parametrování rozšiřuje možnosti rychlé parametrizace. Během parametrizace se řídicí elektronice sdělí, jak velké napětí může na vstupu očekávat, jaký motor je k měniči připojen, jestli je k motoru připojen snímač otáček a jaký je to typ, popř. jaké má vlastnosti. Také se definuje v jakém druhu řízení se bude měnič provozovat popř. jaká bude spínací frekvence. Během nastavování se také zvolí vztažné hodnoty proudu, napětí, frekvence, otáček a momentu.

Nejprve je nutno rozhodnout, zda-li bude motor provozován v zapojení do hvězdy nebo do trojúhelníka. Na základě tohoto rozhodnutí se zadají štitkové údaje. Jmenovitý proud je nutné zadat přesně, přesnost jmenovitého proudu motoru je přímo spjata s přesností nastavovaného momentu. Pokud se tedy jmenovitý proud zvýší o 4 %, stejným způsobem se zvýší i jmenovitý moment. Pro skupinu pohonů je potřeba zadat jejich celkový jmenovitý proud.

Pokud se zadává jmenovitá rychlost motoru, je potřeba pro správný výpočet jmenovité skluzové frekvence při jmenovitém zatížení zadávat velikost otáček při jmenovité zátěži a nikoliv otáčky naprázdno. Měnič vypočítává skluz ze vztahu:

$$s = \frac{P108}{60} \cdot \frac{P109}{P107}, \quad (1.2.1)$$

kde parametr 108 odpovídá jmenovité hodnotě otáček, P109 odpovídá počtu pólů motoru, P107 jmenovité napájecí frekvenci motoru. Pro nižší hodnoty výkonů (pod 22kW) může být jmenovitý skluz až 10 %, pro výkony 22kW až 800kW se hodnota skluzu snižuje na 2 – 0,6 % a pro motory s velkým výkonem klesá až k hodnotě 0,35 %. Při velkých odchylkách skluzu od správné hodnoty může platit to, že jmenovitá frekvence nebo jmenovitá otáčky neodpovídají reálným hodnotám.

Zvláštní pozornost je dobré věnovat parametrům 350 až 354, což jsou tzv. vztažné parametry a všechny poměrné hodnoty jsou od nich odvozovány. Změní-li se hodnoty vztažných parametrů, změní se i hodnoty poměrných parametrů. Důvodem pro zavedení vztažných veličin je stejný tvar presentovaných žádaných a skutečných hodnot. Hodnota 100 % odpovídá hodnotám procesních slov 4000h nebo 4000 000h pro případ dvojitého slova.

Všechny veličiny zadávané a udávané v procentech jsou spojeny s absolutními parametry přes tyto vztažné veličiny:

- P350 vztažný proud v ampérech,
- P351 vztažné napětí ve voltech,
- P352 vztažná frekvence v hercích,
- P353 vztažná rychlost v otáčkách za minutu
- P354 vztažný moment v newtonmetrech.

Mezi vztažnými veličinami platí určité vztahy odpovídající fyzikálním zákonům, např. vztažná rychlost a vztažná frekvence jsou spjaty s počtem pólů P109:

$$P353 = P352 \cdot \frac{60}{P109}, \quad (1.2.2)$$

Pokud je jeden z parametrů změněn, druhý je automaticky vypočítán podle této rovnice.

Protože informace o momentu a hodnoty parametrů, které se týkají momentu, jsou v řídicím systému specifikovány pouze v procentech, je vztah mezi vztažným momentem P354 a jmenovitým momentem motoru důležitý pro přesnost. Pokud obě hodnoty jsou stejné, odpovídá zobrazované hodnotě 100 % přesně jmenovitý moment. Pro odlišení je však dobré do parametru P113 vložit skutečný jmenovitý moment získaný z katalogu nebo ze vztahu:

$$P_{113} = \frac{P_{jm,mot}}{\frac{2\pi n_{jm,mot}}{60}} \quad (1.2.3)$$

Vztažný výkon se získá ze vztažného momentu P354 a vztažné rychlosti P353 následovně:

$$P_{vz} = \frac{P_{354} \cdot P_{353} \cdot 2 \cdot \pi}{60} \quad (1.2.4)$$

Hodnota výkonu je pro řídicí systém vždy uvažována jako procentuální část vzhledem ke vztažnému výkonu. Poměr mezi vztažným výkonem a výkonem jmenovitým může být použit pro konverzi ke jmenovitému výkonu:

$$P_{jm} = \frac{P_{113} \cdot 2 \cdot \pi \cdot P_{108}}{60} \quad (1.2.5)$$

Příklad detailní parametrizace pro pohon v laboratoři KEL je uveden v příloze.

1.3. Řízení frekvenčního měniče Simovert

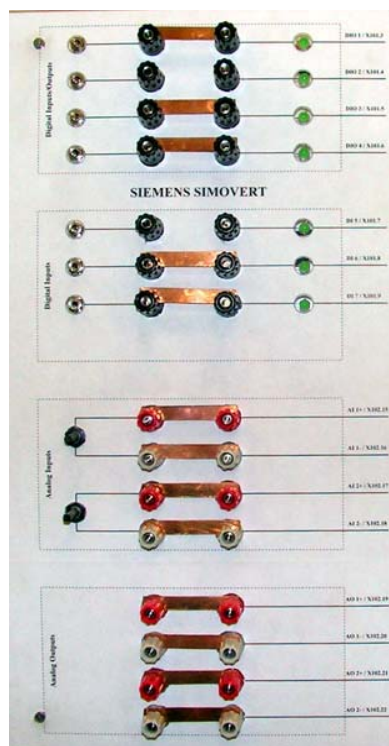
Řízením měniče Simovert se rozumí, jakými prostředky lze ovlivňovat a sledovat chod již naparametrovaného měniče. Mezi základní patří analogové a digitální vstupy a výstupy, které jsou součástí vybavení jednotky Simovert. Dále je možné jednotku řídit přes připojený osobní počítač, nebo pomocí nadřazeného řídicího systému, které je nutno k měniči připojit přes některé standardizované rozhraní (kap. 1.3.2).

1.3.1. Binární a analogové vstupy a výstupy

Všechny veličiny a signály v měniči Simovert jsou reprezentovány pomocí číslicových signálů buď ve formátu boolean (binární signály), nebo word (případně double - word), což jsou signály, které mohou nabývat různých hodnot v předem definovaném intervalu. Chod měniče Simovert můžeme ovlivňovat změnou úrovní digitálních signálů pomocí digitálních vstupů a nastavováním některých úrovní pomocí vstupů analogových. Pro sledování chodu měniče slouží digitální a analogové výstupy, které dávají informace o tom, jestli byla dosažena určitá hodnota, nebo je možné sledovat aktuální úroveň téměř libovolného signálu uvnitř měniče.

Měnič Simovert je ve standardním provedení vybaven dvěma svorkovnicovými lištami s binárními a analogovými vstupy a výstupy. Na řídicí svorce X101 se nacházejí 3 binární vstupy a 4 binární výstupy, které zároveň mohou sloužit i jako vstupy. Jestli bude příslušný kontakt sloužit jako binární vstup nebo výstup, se určí příslušným parametrem při uvádění měniče do provozu. Na řídicí svorce X102 se nacházejí 2 analogové vstupy s rozlišením 11 bitů plus znaménko a mohou být buď proudové, nebo napěťové s napájecím napětím $\pm 10V$. 2 analogové výstupy umístěné na stejné řídicí svorce mají rozlišení 10 bitů a znaménko. Mohou být využitelné buď jako proudové nebo jako napěťové s výstupním napětím $\pm 10V$.

Pro snadnější přístup a ovládání jsou analogové a digitální vstupy a výstupy vyvedeny na ovládací panely, obr. 1.3.1.



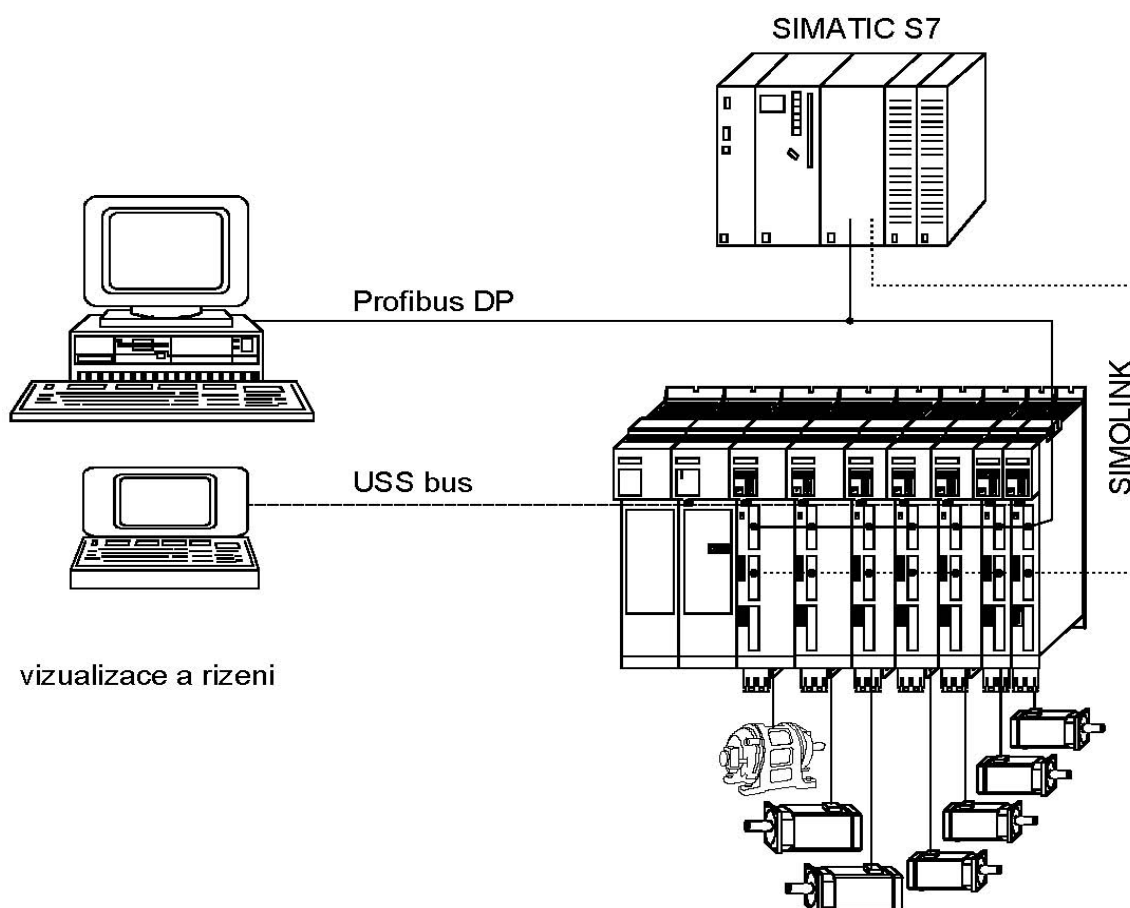
Obr. 1.3.1 Analogové vstupy a výstupy

1.3.2. Komunikace

Frekvenční měnič Simovert lze také ovládat pomocí standardizovaných protokolů přes komunikační rozhraní, což umožňuje vybrat správné komunikační medium pro různé specifické požadavky na ovládání. Tři hlavní komunikační prostředky jsou na obr. 1.3.2:

- Integrované sériové rozhraní s protokolem USS využívané především pro parametrizaci, kontrolu stavu jednotky a sledování aktuálních hodnot měniče. Je využíváno především komfortním panelem OP1S nebo osobním počítačem a nainstalovaným programem Simovis/Drivemonitor (kap.1.1.3),
- Volně volitelné rozšíření pro různé průmyslově využívané komunikační sběrnice jako např. Profibus DP, pro řízení automatizovaného procesu,
- Volně volitelné rozšíření pro připojení sběrnice Simolink, která zajišťuje velmi rychlý synchronní přenos dat mezi připojenými pohony (tzv. úhlový synchronismus).

Pro měření v disertační práci byl využit pouze protokol USS



Obr. 1.3.2 Komunikační možnosti jednotky Simovert

1.3.3. Universální sériové rozhraní - USS protokol

Universální sériové rozhraní USS je jednoduchý sériový přenosový protokol plně pokrývající požadavky technologie pohonu. Použitím USS protokolu lze přes sběrnici vytvořit sériové spojení se systémem pracujícím na vyšší úrovni, tzv. Master systémem a normálním systémem tzv. systémem Slave. Jako zařízení typu Master může být použit např. osobní počítač, nebo programovatelný logický automat. Simovert na této sběrnici slouží vždy jako Slave.

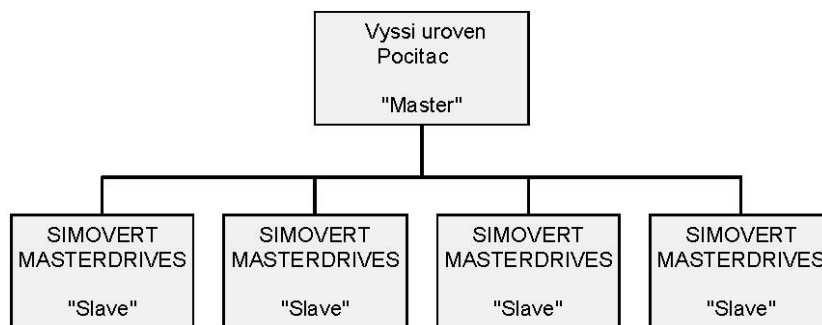
Protokol umožňuje realizovat automatizační úlohy s cyklickým přenosem dat, v tom případě se využívá telegram s pevnou délkou, nebo se realizují úlohy vizualizační, pak je výhodnější používat telegram s proměnnou délkou, neboť text, popř. popis parametrů může být přenášen v jednom telegramu bez nutnosti rozdělení informace.

Základními charakteristickými rysy protokolu USS jsou:

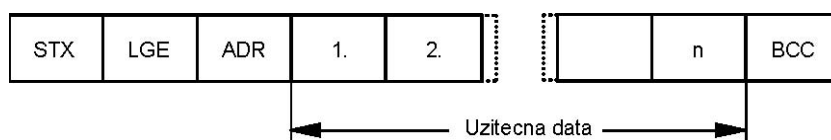
- možnost vícebodového připojení,
- přístup pomocí technologie Master-Slave, nebo-li Slave vysílá data až po tom, co je o ně dotazován zařízením typu Master,
- maximální počet připojených zařízení je 32, tzn. 31 zařízení typu Slave,
- provoz s proměnnou i pevnou délkou telegramu,
- stejný Bus mode pro provoz jako u sběrnice Profibus,
- možnost použití při spuštění, údržbě a automatizaci,
- užívají ho především softwarové programy jako Simovis (kap. 1.1.3.)
- může být jednoduše upraven tak, aby vyhovoval uživateli.

1.3.3.1. Specifikace protokolu

USS protokol definuje přístup jednotlivých zařízení připojených na jednu sběrnici na základě principu Master – Slave, též nazývané jako propojení point to point. Jedno zařízení je typu Master a k němu může být připojeno přes sběrnici až 31 zařízení typu Slave. Zařízením typu Master vybírá přes sběrnici zařízení typu Slave pomocí adresy obsažené v telegramu. Slave nemůže nikdy vysílat, aniž by nebyl iniciován Masterem, tzn. nemůže nikdy docházet k samostatné výměně informací mezi zařízeními typu Slave. Příklad konfigurace sběrnice pro technologii pohonu je na obr.1.3.3.



Obr. 1.3.3 Příklad konfigurace sběrnice



Obr. 1.3.4 Struktura telegramu

Na obr. 1.3.4 je struktura telegramu. Každý telegram začíná kódem STX (=02hex v ASCII kódu), následuje délka telegramu 1 byte (LGE) s adresovým bytem (ADR) a síťovými informacemi, každá o délce jednoho bytu, které jsou závislé na druhu úkolu. Telegram je ukončen kontrolním blokovacím znakem o délce jednoho bytu. Pokud je mezi daty přenášeno jednoduché slovo (16 bitů), v bloku síťových dat je vždy přenášeno nejprve vyšší byte a pak nižší byte. Totéž platí pro dvojité slovo, nejprve se přenáší vyšší slovo a je následováno nižším slovem.

1.3.3.2. Struktura sběrnice

Medium pro datový přenos a fyzické provedení sběrnice je zásadním způsobem určující pro využití daného sběrnicevého systému. Protokol USS je založen na doporučeném standardu RS- 485. Pro spojení point to point může být použita linka RS - 232, nebo je možné použít optický kabel. U měničů Simovert se využívá sériové linky RS - 232 a dvoužilového kabelu RS - 485, který je možné připojit na jednoduchém ovládacím panelu přes devíti pinový konektor obr. 1.1.

Sběrnice USS používá lineární topologii, tzn. je bez větví a oba konce jsou zakončeny u uzlu. Maximální délka kabelu je maximální vzdálenost mezi zařízením Master a posledním zařízením Slave. Tato vzdálenost je limitována charakteristikou kabelu, okolními podmínkami a rychlostí přenosu. Pokud například chceme sběrnici provozovat pro rychlosti menší než 100kbit/s, je možná maximální délka 1200m.

1.3.3.3. Struktura síťových dat

Síťovými daty rozumíme obsah každého telegramu, nebo-li to, co posílá Master např. Simatic S7 k pohonu, nebo co pohon posílá řídicí jednotce. Síťová data je možné rozdělit na dvě části, z nichž jedna se týká přenosu parametrů a jsou zkráceně značena jako data PKW a druhá oblast se týká procesních dat a zkráceně se jim říká data PZD.

1.3.3.4. Data PKW

V rámci oblasti PKW parametrů je možné dvěma komunikačními partnery (řídicí jednotka a pohon) provozovat operace jako je výměna parametrů, čtení, zapisování hodnot parametrů, získávání jejich popisů a přidružených textů. Všechny úkoly, které jsou prováděné s daty PKW, zahrnují vizualizaci, údržbu, diagnostiku a řízení.

V rámci dat PKW mohou být provedeny přes sériové rozhraní s protokolem USS následující operace:

- čtení a zápis parametrů v základní jednotce a pokud je to požadováno, i na technologické desce jako např. T100,
- čtení popisu parametrů požadovaných při parametrování základní jednotky a technologických desek,
- čtení textů přiřazených k indexům u indexovaných parametrů, které jsou požadovány při parametrování základní jednotky a technologických modulů,
- čtení textů přiřazených k hodnotám parametrů.

Vlastní oblast dat PKW se může měnit v závislosti na jednotlivých požadavcích a je možné pracovat s délkou 3 slov, 4 slov nebo proměnnou délkou slova. Pokud je PKW oblast naparametrována pro tři jednoduchá slova, potom se provádí čtení a zapisování čísla parametrů, jeho indexu a hodnoty daného parametru. Pokud je oblast dat PKW naparametrována na čtení a zapisování 4 slov, je možné přenášet i hodnoty parametrů s dvojitým slovem. Toto nastavení se provede při uvedení pohonu do provozu a v průběhu činnosti nemůže být měněno.

Komunikace mezi zařízeními Master a Slave může být nastavena také tak, že dochází k výměně telegramu s proměnnou délkou slov. V takovém případě, pokud nejsou přenášena žádná data PZD, maximální počet přenášovaných slov v telegramu může být až 126. Pokud je přenášeno 16 slov dat PZD může být počet slov dat PKW 110.

Přenos datového telegramu s proměnnou délkou probíhá tak, že zařízení Slave reaguje na žádost ze zařízení Master telegramem, jehož délka nemusí být stejná jako délka žádosti. Počet elementů PKW odpovědi a jejich obsah, závisí na úloze, kterou zařízení Master vyžaduje. Proměnná délka znamená, že se přenáší vždy takový počet slov, který je potřebný k podání požadované informace. Minimální počet slov je 3.

Použití proměnné délky telegramu je nutné, pokud chceme přečíst najednou všechny hodnoty u indexovaných parametrů, nebo pokud chceme číst popis některého parametru. Nastavení komunikace s proměnnou délkou telegramu se provede při uvedení měniče do provozu.

1.3.3.5. Oblast procesních dat (PZD)

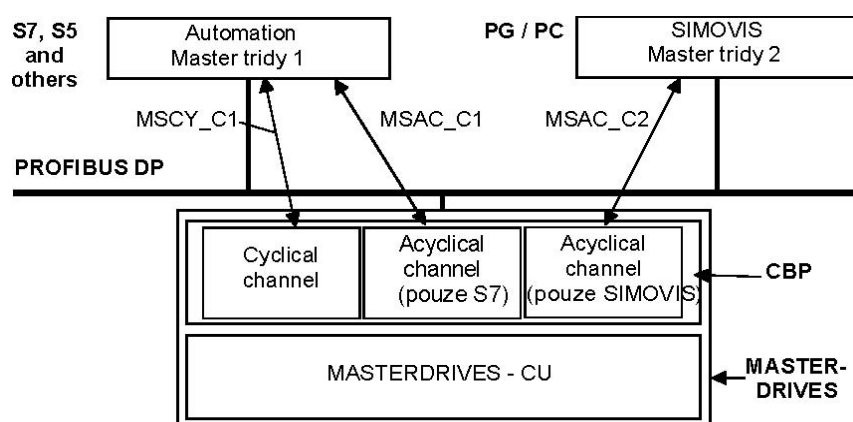
V této části telegramu se přenáší data obsahující kontrolní a stavové slovo, žádaná hodnota a skutečná hodnota. Tato data se neustále vyměňují mezi nadřazeným a podřízeným systémem. Na rozdíl od oblasti PKW, u které se počet slov může měnit, v této oblasti počet slov musí být stejný pro oba směry komunikace. Maximální počet slov v této oblasti může být 16. Skutečný počet slov v telegramu závisí na potřebách vykonávané úlohy. Je například možné, že chceme v telegramu posílat pouze data typu PKW a počet slov oblasti PZD může být nulový.

1.3.3.6. Komunikační rozhraní využívající protokol USS

- Základní jednotka CUVC (control unit vector kontrol) záleží na typu, ale má vždy minimálně jedno seriové rozhraní umožňující komunikace přes protokol USS
- Přídavná deska SCB2 (serial communications board) je přídavná deska obsahující galvanicky oddělenou linku RS 485, která umožňuje přenášet protokol peer to peer nebo protokol USS
- Technologická deska T100 je další přídavná deska pro jednotku Simovert. Obsahuje dvě neoddělené přípojky na RS – 485. Jedna linka je pro využití protokolu peer to peer a druhá pro používání USS protokolu.
- Přídavná deska CBP2 (Communication Board PROFIBUS) je rozšiřující deska s přípojkou na sběrnici RS – 485 a může být použit protokol PROFIBUS nebo protokol USS, obr. 1.3.4.

1.3.4. PROFIBUS-DP

Přidáním rozšiřující desky CBP (Communications board PROFIBUS) nebo desky CBP2 k základní desce CUVC je možné měnič Simovert ovládat z nadřazeného systému na základě komunikačního protokolu PROFIBUS. (obr. 1.3.4)



Obr. 1.3.4 Možnosti přenosu dat po sběrnici PROFIBUS

1.4. Regulační schémata měniče, funkce některých nejvýznamnějších bloků

Jak je uvedeno v části věnované skalárnímu a vektorovému řízení (kap.3), je možné řídicí strukturu realizovat různými způsoby. Jak jsou uspořádána regulační schémata v měniči Simovert Masterdrives, je věnována tato kapitola. Frekvenční měnič obsahuje 6 základních řídicích struktur:

- skalární řízení s čidlem otáček,
- skalární řízení bez čidla otáček,
- skalární řízení pro textilní aplikace,
- vektorové řízení s čidlem otáček,
- vektorové řízení bez čidla otáček,
- řízení na konstantní moment (nebylo využíváno).

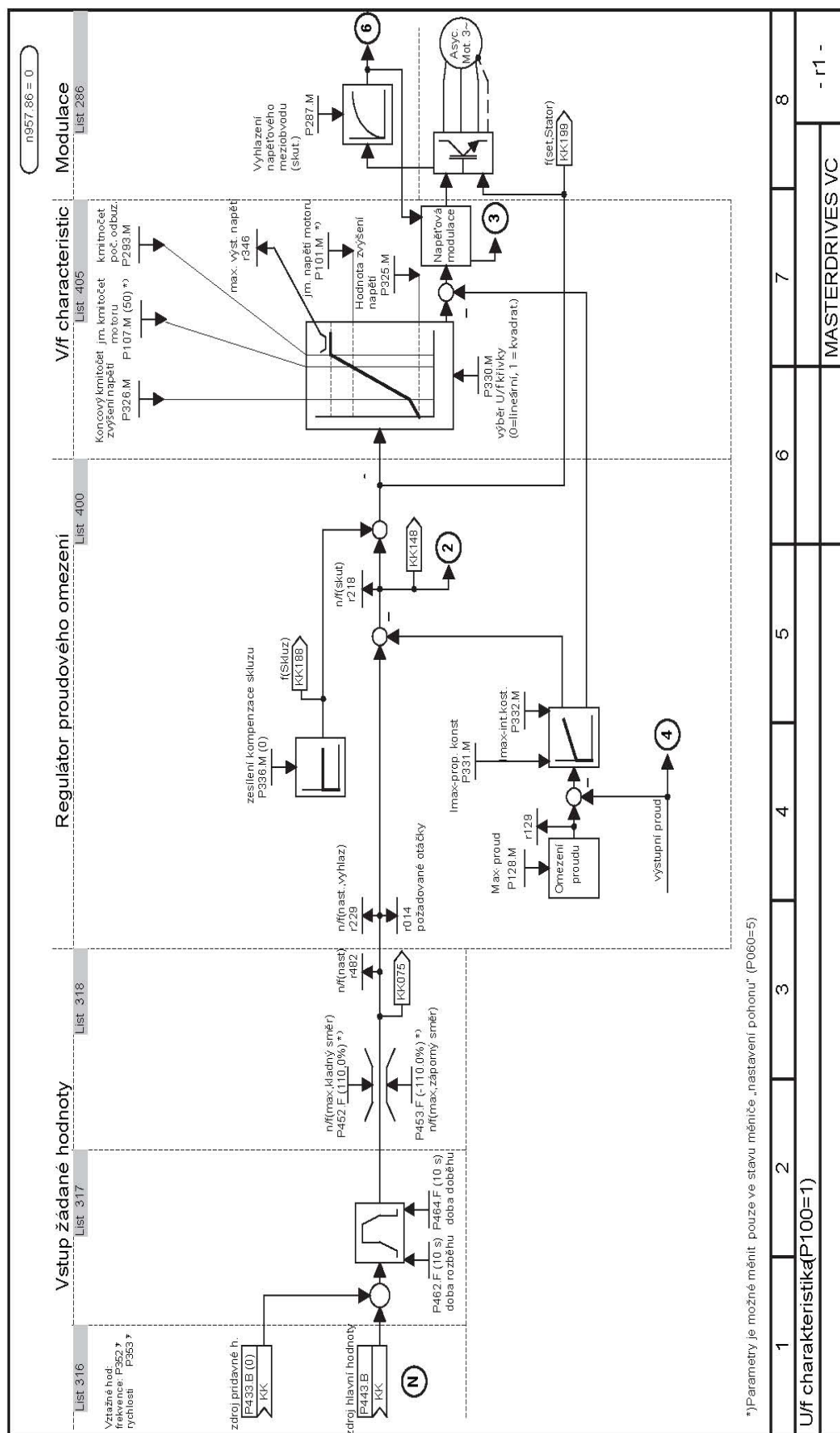
Protože jádro řídicího obvodu je většinou stejné, jsou uvedeny na vysvětlení jen dvě řídicí struktury, skalární řízení bez čidla otáček a vektorové řízení s čidlem otáček. Na schématech jsou znázorněny pouze nejdůležitější bloky, které mají zásadní vliv na řízení. Pokud je potřeba např. z důvodu vylepšení regulačního procesu nastudovat některou část schématu podrobněji, lze příslušný úsek vyhledat v Compendiu podle čísla listu, které je uvedeno v horní části schématu. Pro každé ze schémat jsou naznačeny výhody a nevýhody tohoto uspořádání.

1.4.1. Řídicí struktura skalárního řízení bez čidla otáček

V obr. 1.4.1 je schématicky znázorněno skalární řízení bez čidla otáček. Vlastní schéma je rozděleno do čtyř částí: nastavení požadované hodnoty, regulátor proudového omezení, U/f charakteristika a vlastní řídicí jednotka, která ovládá spínací výkonové prvky a řídí tak asynchronní motor.

Pokud budeme schéma sledovat zleva doprava vidíme, že vstupní hodnotou je žádaná hodnota otáček, která se v součtovém bloku sčítá s přidavnou hodnotou žádaných otáček. Výsledný signál vstupuje do rozběhové a doběhové rampy. Rozběhová rampa upravuje signál o velikosti požadovaných otáček tak, aby se dodržely doby rozběhu a doběhu. Pro některé aplikace je také možné nastavit počáteční a koncové zaoblení signálu, čímž dojde k ovlivnění průběhu zrychlení. Výstup z rozběhové rampy prochází omezením. Od takto zpracovaného signálu žádané hodnoty se odečítá signál, který je výstupem regulátoru proudového omezení. To se aktivuje v těch případech, při kterých je příliš vysoká hodnota I^2t nebo pokud proud v motoru byl měl být větší než navolený maximální proud. Z těchto důvodů je požadovaná rychlost záměrně měničem snížena a na svou původní velikost se dostane až po odeznění příčin, které uvádějí v činnost blok proudového omezení.

K takto upravenému signálu požadované rychlosti rotoru se přičítá skluzová frekvence, která je úměrná otáčkám motoru. Informace o skluzové rychlosti se získává z výstupu proporcionálního regulátoru, jehož vstupem je momentotvorná složka proudu. Ta souvisí se skluzem a otáčkami rotoru. Vstup do proporcionálního regulátoru na obr.1.4.1 není vyznačen, je však možné ho nalézt v Compendiu. Sečtením požadované rychlosti rotoru a skluzové frekvence získáme signál úměrný hodnotě požadované statorové frekvence. Signál se statorovou frekvencí vstupuje do bloku, který je v části o skalárním řízení označován jako blok $U=f(f)$ a jeho výstupem je tedy signál odpovídající požadovanému napětí.



Obr. 1.4.1 Řídicí struktura skalárního řízení bez čidla otáček

Tento blok zajišťuje konstantní magnetický tok od minimální až po jmenovitou frekvenci. Pomocí parametrů je možné upravit průběh napětí v oblasti nízkých kmitočtů, jaká velikost napětí odpovídá jmenovité frekvenci a od jakých frekvencí se zvyšuje statorová frekvence v oblasti odbuzování tj. bez odpovídajícího nárůstu napětí.

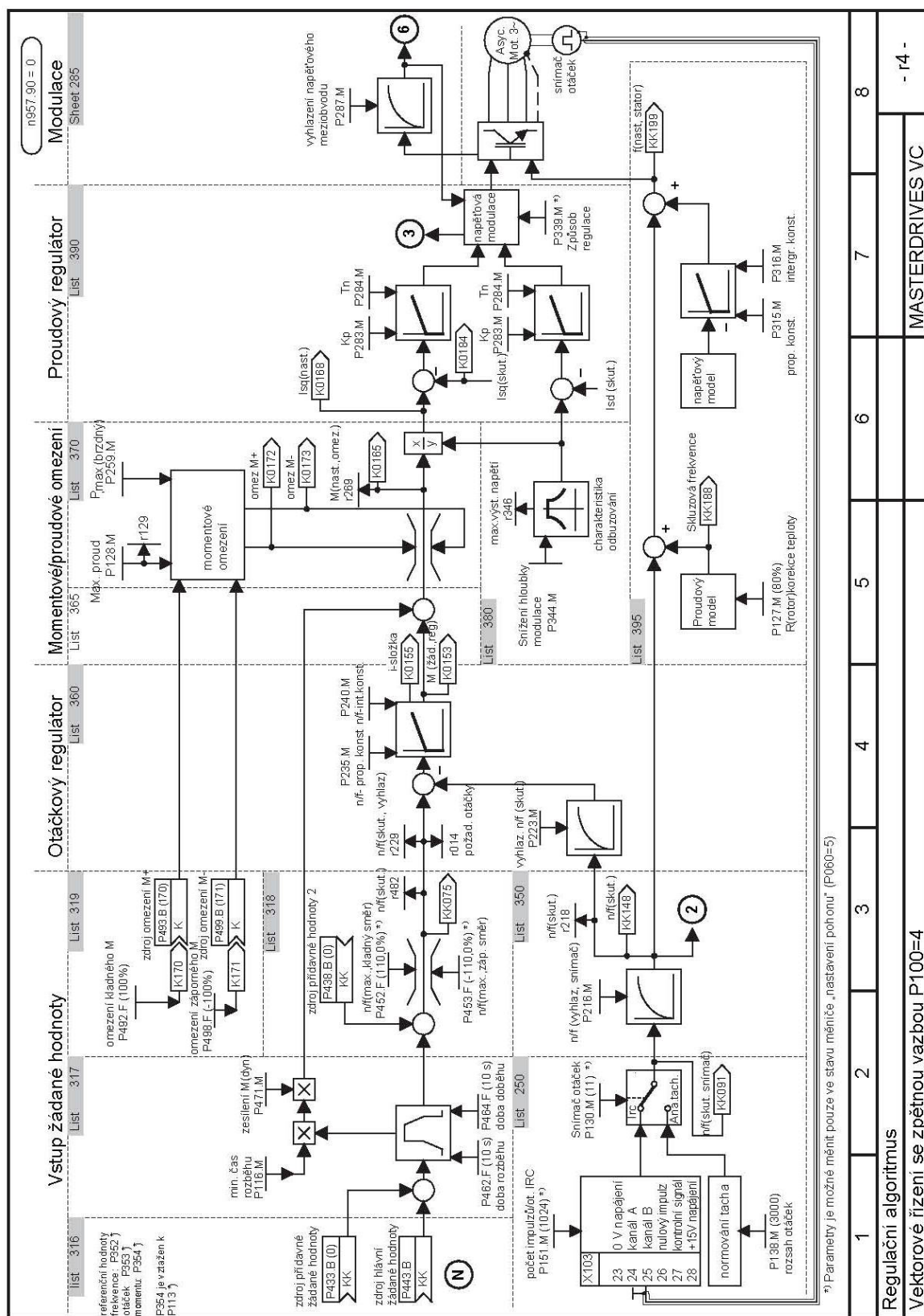
Signál úměrný napětí může být ještě ovlivněn signálem vycházejícím z bloku, který hlídá proudové přetížení a pokračuje dále do dalšího bloku, ve kterém dochází k úpravě hloubky pulzně šířkové modulace. Odtud spolu se signálem frekvence již vstupuje do jednotky, která řídí samotné spínání výkonových bloků.

Pokud se podíváme na jiné možnosti provedení skalárního řízení tj. na skalární řízení s čidlem otáček a skalární řízení pro textilní aplikace, můžeme sledovat několik odlišností. Jestliže máme k dispozici čidlo otáček, signál získaný z čidla otáček se odečítá od požadované hodnoty rotorových otáček a získaná regulační odchylka vstupuje do otáčkového regulátoru. Jeho výstupem je signál úměrný statorové frekvenci a je dále zpracováván stejným způsobem jako při skalárním řízení bez čidla otáček.

Při skalárním řízení pro textilní aplikace se zanedbává skluz mezi otáčkami rotoru a otáčkami statorového pole a zadávaná požadovaná frekvence rotoru vstupuje do bloku $U=f(f)$ jako statorová frekvence a není k ní již přičítán ani odečítán žádný jiný signál ani z důvodu proudového přetížení. Tato opatření vyplývají ze všeobecného požadavku na textilní aplikace, neboť v žádném případě nesmí dojít ke zpomalení motoru a tím ke zpomalení materiálového toku (nití, látky) i za cenu toho, že dojde k přetížení motoru. Jediné co se při přetížení děje, je snížení napájecího napětí, čímž není dodržena základní podmínka o konstantním poměru napětí a frekvence a stroj se odbudí.

Regulační schéma skalárního řízení je oproti dále popsanému regulačnímu schématu s vektorovým řízením podstatně jednodušší, a jeho nastavení je poměrně snadné. Je tak vhodné pro aplikace, kde není nutné se příliš starat o motor z hlediska přetížení. Co se týká přesnosti regulace a dynamických vlastností skalárního řízení, jsou tyto poznatky shrnuty v experimentální části práce.

1.4.2. Struktura vektorového řízení s čidlem otáček

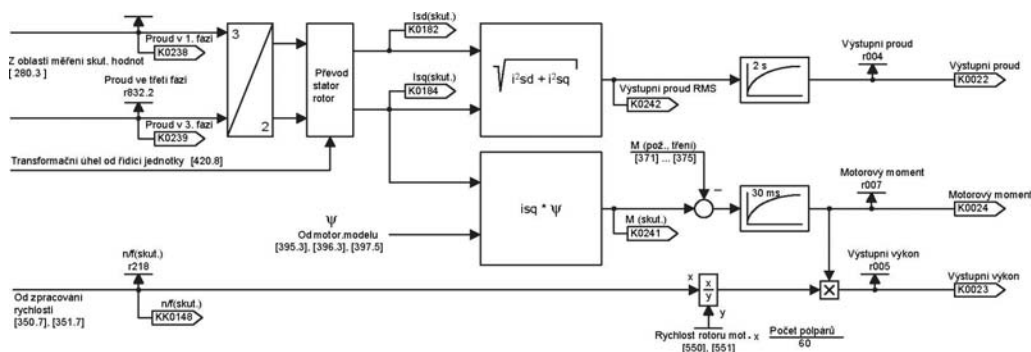


Obr.1.4.2 Regulační schéma vektorového řízení s čidlem otáček

Na obr. 1.4.2 je řídicí struktura vektorového řízení s čidlem otáček. I zde je regulační schéma rozděleno do několika částí a sice vstup žádané hodnoty, otáčkový regulátor, proudové a momentové omezení, proudový regulátor a řídicí jednotka.

Začátek je velmi podobný řízení skalárním. Hlavní žádaná hodnota otáček se sčítá s pomocnou žádanou hodnotou a výsledný signál vstupuje do rozběhové a doběhové rampy. Zde se generuje rychlost náběhu otáček a průběh zrychlení. Velikost požadované hodnoty na výstupu z bloku rampy se kontroluje a podle potřeby je omezena.

Od žádané hodnoty otáček se odečítají skutečné otáčky, a takto získaná odchylka vstupuje do otáčkového regulátoru. Skutečná hodnota otáček se získává z inkrementálního čidla a je dvakrát filtrována. Výstupem otáčkového regulátoru je signál úměrný požadovanému momentu. K němu se přičítá signál, který vychází z rozběhové rampy přednastavení momentu, čímž je možné zvýšit dynamiku pohonu (tzv. precontrolling). Výsledek součtu signálů, které odpovídají požadovanému momentu, se kontroluje a podle potřeby omezuje. Velikost maximálního momentu lze upravit pomocí patřičných parametrů a vychází z bloku momentového omezení, kde se maximální moment odvozuje i s ohledem na maximální proud. Z takto zpracovaného signálu, který odpovídá požadovanému momentu, se ještě v části proudového a momentového omezení vydělením magnetického toku získá požadovaná momentotvorná složka proudu I_{sq} . Od získané momentotvorné složky proudu se odčítá skutečná momentotvorná složka.



Obr. 1.4.3 Výpočet momentu, proudu a výkonu při vektorovém řízení

Ta se získává, jak vyplývá z části listu 285 Compendia na obr.1.4.3, měřením dvou okamžitých hodnot proudu a jejich následnou transformací do polárního souřadného systému a následným rozkladem do obou složek. Úhel mezi satorovým a rotorovým souřadným systémem potřebný pro rozklad, přichází z řídicí jednotky.

Odchylka žádané a skutečné momentotvorné složky proudu jde do regulátoru momentotvorné složky proudu. Tokotvorná složka proudu se odvozuje od hodnoty požadovaného magnetického toku. Velikost magnetického toku se stanovuje na základě výpočtů několika výpočtových bloků, jejichž vstupy jsou požadovaná frekvence, informace o tom, zda-li se dosáhlo momentového omezení, signál s velikostí napětíového meziobvodu a informace o požadavku na odbuzování. Jakým způsobem se z těchto vstupů získává výsledná hodnota toku lze ovšem pouze odhadovat, neboť algoritmus, podle kterého se daná data zpracovávají, je normálnímu uživateli skryta.

Z výsledné hodnoty požadovaného magnetického toku se opět ve výpočtovém bloku získává hodnota tokotvorné složky proudu. Od ní se odečítá skutečná tokotvorná složka proudu a jejich rozdíl je vstupem do regulátoru tokotvorné složky proudu. Jakým způsobem se získává skutečná tokotvorná složka je na obr.1.4.3. Výstupní veličiny z regulátorů momentotvorné a tokotvorných složek proudu jsou transformovány z kartežských do polárních souřadnic, čímž se získá požadovaná velikost fázoru proudu a jeho úhel vzhledem

k souřadnému systému, který je spojen se statorem. Signál s požadovanou velikostí proudu vstupuje do výpočetního bloku, který stanovuje hloubku modulace napětí. Ta potom s úhlem a s hodnotou žádané statorové frekvence vstupuje do řídicí jednotky, která určuje sled zapalovacích impulsů pro spínací prvky. Žádaná hodnota statorové frekvence se odvíjí od hodnoty skutečných otáček a přičítá se k ní skluzová frekvence a výstup z „napěťového modelu“.

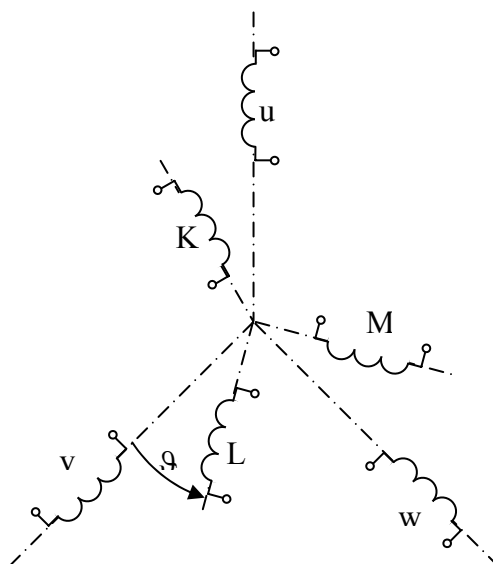
Protože je regulační schéma vektorového řízení mnohem složitější, umožňuje větší kontrolu nad chováním motoru. Téměř znemožňuje přetížení motoru i výkonových prvků měniče. Komplexní nastavení je však náročnější a vyžaduje jistou zkušenost. O rychlosti a přesnosti regulace pojednává experimentální část.

2. Základní rovnice frekvenčně regulovaného pohonu s asynchronním motorem a jeho matematický model

V laboratořích KEL je k dispozici pohon skládající se z asynchronního motoru a frekvenčního měniče Simovert Masterdrives Vektor Control. Výkonovou část frekvenčního měniče tvoří usměrňovač, stejnosměrný meziobvod a střídač. V této kapitole jsou popsány základní tři části pohonu matematicky.

2.1. Základní rovnice asynchronního stroje

Základem regulace všech moderních střídavých pohonů je matematický aparát nazvaný „Teorie obecného stroje“. Pro jednoduchost je uvažován při odvození základních rovnic stroj, který má tři souměrná vinutí K, L, M na rotoru a tři souměrná vinutí u, v, w na statoru.



Obr. 2.1 Popis statorových a rotorových vinutí asynchronního motoru

Základem pro odvození rovnic asynchronního motoru jsou napěťové rovnice, jejichž počet je dán počtem vinutí stroje a jsou dány indukčním Faradayovým zákonem:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt} \quad (k=u, v, w, K, L, M) \quad (2.1)$$

který udává vazby mezi třemi základními proměnnými vinutími a sice napětím u_k , proudem i_k , a spřaženým magnetickým tokem Ψ_k .

Vinutí jsou souměrná, a tak pro odpory statorových a rotorových vinutí platí:

$$R_u = R_v = R_w = R_1 \quad (2.2)$$

$$R_K = R_L = R_M = R_2 \quad (2.3)$$

Pro spřažené magnetické toky jednotlivých vinutí platí, že jsou dány magnetickými toky vytvořenými proudem uvažovaného vinutí a proudy vinutí, která s ním mají magnetickou vazbu. Obecně tedy můžeme pro lineární obvody psát rovnici pro spřažený tok:

$$\Psi_j = \sum_k \Psi_{jk} = \sum_k L_{kk} i_k, \quad (2.4)$$

kde L_{kk} (L_{jj}) jsou vlastní indukčnosti j – tého (k – tého) vinutí,
 $L_{jk} = L_{kj}$ jsou vzájemné indukčnosti vinutí j a vinutí k .

Pomocí vlastních a vzájemných indukčností lze rovnici 2.4 rozepsat do soustavy rovnic 2.5.

$$\begin{aligned} \Psi_u &= L_{uu} i_u + L_{uv} i_v + L_{uw} i_w + L_{uK} i_K + L_{uL} i_L + L_{uM} i_M \\ \Psi_v &= L_{vu} i_u + L_{vv} i_v + L_{vw} i_w + L_{vK} i_K + L_{vL} i_L + L_{vM} i_M \\ \Psi_w &= L_{wu} i_u + L_{wv} i_v + L_{ww} i_w + L_{wK} i_K + L_{wL} i_L + L_{wM} i_M \\ \Psi_K &= L_{Ku} i_u + L_{Kv} i_v + L_{Kw} i_w + L_{KK} i_K + L_{KL} i_L + L_{KM} i_M \\ \Psi_L &= L_{Lu} i_u + L_{Lv} i_v + L_{Lw} i_w + L_{LK} i_K + L_{LL} i_L + L_{LM} i_M \\ \Psi_M &= L_{Mu} i_u + L_{Mv} i_v + L_{Mw} i_w + L_{MK} i_K + L_{ML} i_L + L_{MM} i_M \end{aligned} \quad (2.5)$$

Pro konstantní vzduchovou mezeru mezi rotorem a statorem nezávisí vlastní indukčnosti statoru na poloze rotoru

$$L_{uu} = L_{vv} = L_{ww} = L_1 \quad (2.6)$$

stejně jako na poloze rotoru nezávisí vlastní indukčnosti rotoru,

$$L_{KK} = L_{LL} = L_{MM} = L_2 \quad (2.7)$$

vzájemné indukčnosti statoru,

$$L_{uv} = L_{uw} = L_{vw} = -M_1 \quad (2.8)$$

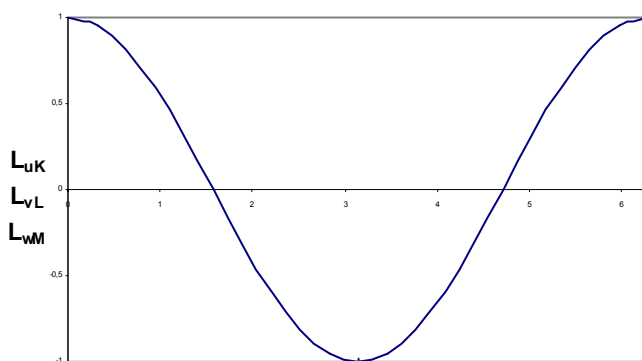
a vzájemné indukčnosti rotoru,

$$L_{KL} = L_{KM} = L_{LM} = -M_2 \quad (2.9)$$

Protože osy vinutí statoru a rotoru svírají elektrický úhel 120° , jsou vzájemné indukčnosti záporné.

Vzájemné indukčnosti vinutí rotoru a statoru závisí na relativní poloze uvažovaných fází statoru. Vzájemná indukčnost vinutí fáze statoru u a vinutí fáze rotoru K stejně jako vinutí fáze statoru v a fáze vinutí rotoru L nebo fáze vinutí statoru w a fáze vinutí rotoru M je maximální pro úhel natočení $\vartheta = 0^\circ$, nulová pro úhel $\vartheta = 90^\circ$, maximální záporná pro úhel $\vartheta = 180^\circ$. Tato závislost odpovídá funkci kosinus a je tak možné ji nahradit:

$$L_{uK} = L_{Ku} = L_{vL} = L_{Lv} = L_{wM} = L_{Mw} = M \cdot \cos \vartheta \quad (2.10)$$



Obr. 2.2 Graf průběhu vzájemných indukčností

Fáze rotoru L je proti fázi K (stejně fáze rotoru M proti fázi L) natočena v kladném smyslu o 120° a pro odpovídající vzájemné indukčnosti platí proto vztahy

$$L_{uL} = L_{Lu} = L_{vM} = L_{Mv} = L_{wK} = L_{Kw} = M \cdot \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.11)$$

Fáze rotoru M je proti fázi K natočena v záporném smyslu o 120° a fáze rotoru K je proti fázi L natočena o $+120^\circ$ pro odpovídající vzájemné indukčnosti a platí vztahy:

$$L_{uM} = L_{Mu} = L_{vK} = L_{Kv} = L_{wL} = L_{Lw} = M \cdot \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (2.12)$$

Pokud rovnice (2.6 – 2.12) dosadíme do soustavy rovnic spřažených magnetických toků (2.5), dostaneme rovnice s periodickými časově závislými činiteli. Tuto soustavu pak můžeme zapsat v maticovém tvaru následovně:

$$\begin{bmatrix} \Psi_u \\ \Psi_v \\ \Psi_w \\ \Psi_K \\ \Psi_L \\ \Psi_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & -M_1 & -M_1 & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ -M_1 & L_1 & -M_1 & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -M_1 & -M_1 & L_1 & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos \vartheta \\ M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & L_2 & -M_2 & -M_2 \\ M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos \vartheta & M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & -M_2 & L_2 & -M_2 \\ M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M \cos \vartheta & -M_2 & -M_2 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_K \\ i_L \\ i_M \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

2.1.1. Lineární transformace satorových veličin

Abychom dosáhli zjednodušení základních rovnic popisujících asynchronní motor, používá se pro odstranění periodických koeficientů lineární transformace d, q, 0 (Parkova transformace). Označíme-li původní proměnné veličiny fází u, v, w statoru obecně x_u, x_v, x_w a nové transformované veličiny statoru x_d, x_q, x_0 platí

$$x_d = k_d \left(x_u \cos \vartheta_k + x_v \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + x_w \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (2.14)$$

$$x_q = k_q \left(x_u \cos \vartheta_k + x_v \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + x_w \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (2.15)$$

$$x_0 = k_0 (x_u + x_v + x_w) \quad (2.16)$$

Úhel ϑ_k je obecný a odpovídá obecné (libovolně zvolené) rychlosti ω_k transformačních souřadných os d, q podle vztahu:

$$\vartheta_k = \int_0^t \omega_k dt + \vartheta_{0k} \quad (2.17)$$

Protože determinant soustavy rovnic 2.14 až 2.16 je nenulový, je tato transformace jednoznačná při $k_d, k_q, k_0 \neq 0$

$$\begin{bmatrix} k_d \cos \vartheta_k & k_d \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) & k_d \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -k_d \cos \vartheta_k & -k_q \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) & -k_q \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \\ k_0 & k_0 & k_0 \end{bmatrix} = k_d k_q k_0 \frac{3\sqrt{3}}{2} \quad (2.18)$$

Transformační činitele k_d , k_q , k_0 lze volit libovolně mimo nulové hodnoty. Je možné je volit různě i pro transformaci napětí, proudů a magnetických toků. V dalším textu jsou transformační činitele voleny stejně pro napětí, proudy a magnetické toky.

Abychom získali zpětnou transformaci, násobíme rovnici 2.14 výrazem $(\cos \vartheta_k)/k_d$ a sečteme je s rovnicí 2.15, kterou předtím násobíme výrazem $-(\sin \vartheta_k)/k_q$, čímž dostaneme:

$$\begin{aligned} \frac{1}{k_d} x_d \cos \vartheta_k - \frac{1}{k_q} x_q \sin \vartheta_k &= x_u \cos^2 \vartheta_k + x_v \cos \vartheta_k \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \\ &+ x_w \cos \vartheta_k \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) + x_u \sin^2 \vartheta_k + x_v \sin \vartheta_k \sin\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + x_w \sin \vartheta_k \sin\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Odtud po úpravě vztahu při použití rovnice 2.16 vyplyne:

$$x_u = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} x_d \cos \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} x_q \sin \vartheta_k + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} x_0 \quad (2.20)$$

Pro další dvě veličiny platí:

$$x_v = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} x_d \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} x_q \sin\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} x_0 \quad (2.21)$$

$$x_w = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} x_d \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} x_q \sin\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} x_0 \quad (2.22)$$

Koeficienty k_d , k_q , k_0 se volí buď $k_d=k_q=2/3$, $k_0=1/3$ čímž se zjednoduší rovnice 2.20 až 2.22. Aby však došlo ke splnění podmínky invariantnosti výkonů, tj. aby výkon byl stejný v původních i transformovaných proměnných, musí pro koeficienty platit:

$$k_d^2 = k_q^2 = \frac{2}{3} \Rightarrow k_d = k_q = \pm \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.23)$$

$$k_0^2 = \frac{1}{3} \Rightarrow k_0 = \pm \sqrt{\frac{1}{3}} \quad (2.24)$$

2.1.2. Lineární transformace rotorových veličin

Transformace lineárních veličin závisí na volbě úhlu ϑ_k ve vztazích pro lineární transformaci statorových veličin. Vztahy pro odvození transformace rotorových veličin se odvozují ze vztahu pro sprážené magnetické toky, transformované na veličiny d, q, 0. Podle rovnic (2.14) až (2.16) platí:

$$\Psi_d = k_d \left[\Psi_u \cos \vartheta_k + \Psi_v \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \Psi_w \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \quad (2.25)$$

$$\Psi_q = -k_q \left[\Psi_u \sin \vartheta_k + \Psi_v \sin \left(\vartheta_k - \frac{2}{3} \pi \right) + \Psi_w \sin \left(\vartheta_k + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (2.26)$$

$$\Psi_0 = k_0 [\Psi_u + \Psi_v + \Psi_w] \quad (2.27)$$

Dosadíme-li za Ψ_u, Ψ_v, Ψ_w z maticové rovnice (2.13), dostaneme po úpravách:

$$\Psi_d = L_{11} i_d + \frac{3}{2} k_d M \left[i_K \cos(\vartheta_k - \vartheta) + i_K \cos \left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) + i_M \cos \left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (2.28)$$

$$\Psi_q = L_{11} i_q - \frac{3}{2} k_q M \left[i_K \sin(\vartheta_k - \vartheta) + i_K \sin \left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) + i_M \sin \left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (2.29)$$

$$\Psi_0 = 3L_0 i_0 \quad (2.30)$$

kde:

$$L_{11} = L_1 + M_1 \quad (2.31)$$

$$L_0 = L_1 - 2M_1 \quad (2.32)$$

Pro odstranění periodických koeficientů v rovnicích (2.28) – (2.30) se používá lineární transformace rotorových veličin. Označíme-li původní proměnné veličiny fází K, L, M statoru obecně x_K, x_L, x_M a nové transformované veličiny rotoru x_D, x_Q, x_0 platí rovnice které jsou podobné rovnicím (2.14 – 2.15) a definují se pomocí stejných transformačních činitelů, $k_d = k_D, k_q = k_Q$ a $k_0 = k_0$ a je možné je psát ve tvaru:

$$X_D = k_d \left[X_K \cos(\vartheta_k - \vartheta) + X_L \cos \left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) + X_M \cos \left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (2.33)$$

$$X_Q = -k_q \left[X_K \sin(\vartheta_k - \vartheta) + X_L \sin \left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) + X_M \sin \left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (2.34)$$

$$X_0 = k_0 [X_K + X_L + X_M] \quad (2.35)$$

Srovnáme-li lineární transformaci rotorových veličin (2.33 – 2.35) a lineární transformaci statorových veličin (2.13 – 2.15) zjistíme, že se liší pouze v tom, že místo úhlu ϑ_k je zde úhel $\vartheta_k - \vartheta$. Obdobné pravidlo platí i pro zpětnou transformaci rotorových veličin.

Po transformaci rotorových veličin se sprážené rotorové toky zjednoduší na tvar:

$$\Psi_d = L_{11} i_d + L_{12} i_D \quad (2.36)$$

$$\Psi_q = L_{11} i_q + L_{12} i_Q \quad (2.37)$$

$$\Psi_o = L_o i_o \quad (2.37)$$

$$\text{kde} \quad L_{12} = \frac{3}{2} M, \quad (2.38)$$

L_{11} odpovídá rovnici (2.31) a L_0 rovnici (2.32).

Aplikováním lineární transformace statorových a rotorových veličin na sprážené magnetické toky rotoru získáme:

$$\Psi_D = L_{22} i_D + L_{21} i_d \quad (2.39)$$

$$\Psi_Q = L_{22} i_Q + L_{21} i_q \quad (2.40)$$

$$\Psi_0 = L_0 i_0 \quad (2.41)$$

$$\text{kde} \quad L_{22} = L_2 + M_2 \quad (2.42)$$

$$L_0 = L_2 - 2M_2 \quad (2.43)$$

$$L_{21} = L_{12} = \frac{3}{2} M \quad (2.44)$$

2.1.3. Lineární transformace napět'ových rovnic

Použitím transformace d, q, 0, definované rovnicemi (2.14 – 2.16) popřípadě rovnicemi (2.28 – 2.30), lze odvodit transformované napět'ové rovnice asynchronního stroje. Postup je následující. Vyjdeme z rovnice spřaženého magnetického toku fáze u, ve které už použijeme koeficienty tak, aby platila invariantnost výkonů:

$$\Psi_u = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} \Psi_d \cos \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} \Psi_q \sin \vartheta_k + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} \Psi_0 \quad (2.45)$$

Po zderivování podle času ($\vartheta_k = \int_0^{\vartheta} \omega_k dt + \vartheta_0$) dostaneme:

$$\frac{d\Psi_u}{dt} = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} \frac{d\Psi_d}{dt} \cos \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} \omega_k \Psi_d \sin \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} \frac{d\Psi_q}{dt} \sin \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} \omega_k \Psi_q \cos \vartheta_k + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (2.46)$$

a tuto rovnici porovnáme s rovnicí pro fázi u

$$\frac{d\Psi_u}{dt} = u_u - R_1 i_u \quad (2.47)$$

do které dosadíme za u_u a i_u transformované veličiny podle rovnice (2.20)

$$\frac{d\Psi_u}{dt} = \frac{2}{3} \frac{1}{k_d} u_d \cos \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} u_q \sin \vartheta_k + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} u_0 - R \left(\frac{2}{3} \frac{1}{k_d} i_d \cos \vartheta_k - \frac{2}{3} \frac{1}{k_q} i_q \sin \vartheta_k + \frac{1}{3} \frac{1}{k_0} i_0 \right) \quad (2.48)$$

Rovnice (2.46) a rovnice (2.48) se sobě rovnají, a proto se sobě rovnají i koeficienty u stejných goniometrických funkcí. Porovnání koeficientů u $\cos \vartheta_k$, $\sin \vartheta_k$ a členů bez goniometrické funkce dostaneme při $k_d = k_q$ rovnice pro transformovaná statorová napětí:

$$u_d = R_1 i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_k \Psi_q \quad (2.49)$$

$$u_q = R_1 i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_k \Psi_d \quad (2.50)$$

$$u_0 = R_1 i_0 + \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (2.51)$$

Stejný způsobem by se postupovalo pro odvození lineární transformace napět'ových rovnic rotoru. Vyšli bychom z rovnice spřaženého magnetického toku fáze rotoru K a dostali rovnice obdobné rovnicím (2.49 – 2.51) s tím rozdílem, že místo úhlové rychlosti ω_k je úhlová rychlost $(\omega_k - \omega)$.

$$u_D = R_2 i_D - (\omega_k - \omega) \Psi_Q + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (2.52)$$

$$u_Q = R_2 i_Q + (\omega_k - \omega) \Psi_D + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (2.53)$$

$$u_0 = R_2 i_0 + \frac{d\Psi_0}{dt} \quad (2.54)$$

Tím jsme dosáhli toho, že máme šest transformovaných napět'ových rovnic (2.49) až (2.54) a šest transformovaných rovnic pro spřažené magnetické toky (2.36) až (2.41). Tato soustava rovnic je při šesti známých svorkových napětích a zvolené rychlosti ω_k soustavou, ve které je třináct neznámých a sice šest proudů, šest spřažených magnetických toků a úhlová rychlost ω . Tato soustava rovnic je úplná jen při zadané např. konstantní rychlosti. V obecném případě proměnné rychlosti se musí tato soustava rovnic doplnit ještě pohybovou rovnicí a rovnicí vnitřního momentu stroje, která je odvozena dále.

2.1.4. Moment asynchronního stroje

Moment asynchronního stroje se odvozuje z energetické bilance. Přeměňovaný výkon a jemu odpovídající vnitřní moment závisí jen na těch členech napěťových rovnic, které představují rotační napětí. Z rovnic asynchronního stroje (2.49) až (2.54) při obecné úhlové rychlosti transformačních os ω_k je dán vztah pro přeměňovaný výkon součiny rotačních napětí a příslušných proudů ve tvaru:

$$p_i = m_i \cdot \omega_i = \omega_k (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) + (\omega_k - \omega) (\Psi_D i_Q - \Psi_Q i_D) \quad (2.55)$$

Za předpokladu konstantní vzduchové mezery a stejných vzájemných indukčností je možné tento vztah zjednodušit, neboť platí rovnice:

$$\Psi_d i_q - \Psi_q i_d = -(\Psi_D i_Q - \Psi_Q i_D) \quad (2.56)$$

Takový vztah platí, pokud za Ψ_d a Ψ_q dosadíme z rovnic (2.36) a (2.37) a za Ψ_D a Ψ_Q z rovnic (2.39) a (2.40). Po dosazení dostaneme:

$$L_{11} i_d i_q + L_{12} i_D i_q - L_{11} i_d i_q - L_{12} i_D i_q = -(L_{22} i_D i_Q + L_{21} i_D i_Q - L_{22} i_D i_Q - L_{21} i_Q i_D) \quad (2.57)$$

a z toho vyplývá:

$$L_{12} (i_q i_D - i_d i_Q) = -L_{21} (i_d i_Q - i_q i_D) \quad (2.58)$$

čímž je dokázána platnost vztahu (2.56).

Pokud využijeme vztahu (2.56) v rovnici (2.55) a rovnici, která platí mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí $\omega = p \cdot \omega_m$, kde p je počet pólů, můžeme moment asynchronního stroje při libovolné rychlosti ω_k psát ve tvarech:

$$m_1 = -p (\Psi_D i_Q - \Psi_Q i_D) \quad (2.59)$$

$$m_1 = p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.60)$$

nebo s využitím vztahu (2.57) ve tvarech

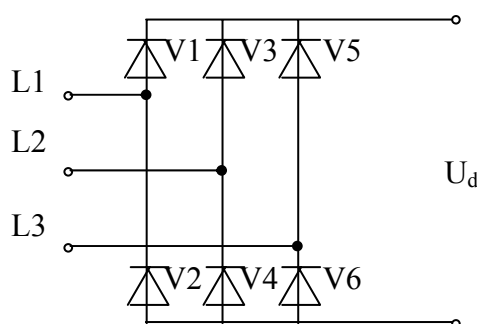
$$m_1 = -p L_{12} (i_d i_Q - i_q i_D) \quad (2.61)$$

$$m_1 = -p L_{12} (i_q i_D - i_d i_Q) \quad (2.62)$$

Doplněním rovnice pro moment k soustavě rovnic s napětími a spřaženými magnetickými toky je soustava rovnic úplná a může být použita k řešení libovolného stavu asynchronního motoru.

2.2. Základní rovnice neřízeného usměrňovače

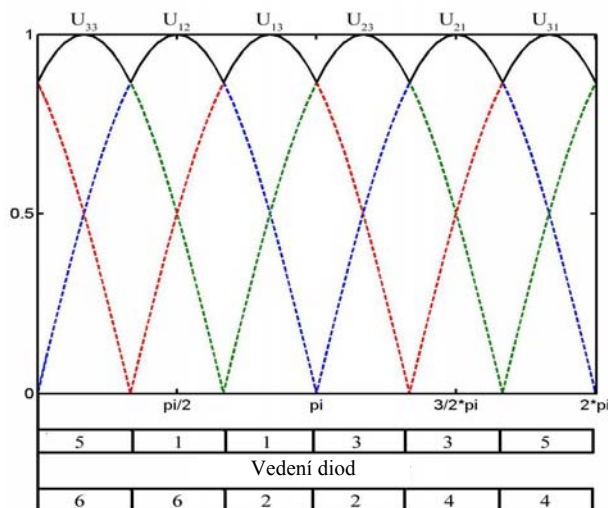
Stejnosemné napětí v meziobvodu získává jednotka Simovert z neřízeného trojfázového můstkového šestipulzního usměrňovače, obr. 2.2.1.



Obr. 2.2.1 Třífázový můstkový šestipulzní usměrňovač

Usměrnovač je napájen přímo ze sítě sdruženým napětím a pokud není na jeho výstup zapojen kondenzátor, je na výstupních svorkách mírně zvlněné stejnosměrné napětí. Které diody se podílejí na vedení proudu, záleží na okamžitých poměrech v síti. V horní řadě vede vždy proud ta z diod, na jejíž katodě je kladný potenciál největší. Na zbývajících diodách bude závěrné napětí rovné sdruženému napětí příslušné fáze a fáze diody, která vede. V dolní řadě diod bude ve vedení dioda, jejíž potenciál katody je nejnižší. Na zbývajících dvou diodách je potom závěrné napětí rovné sdruženému napětí své fáze a fáze diody, která vede proud.

Při znázornění průběhů napětí na usměrňovači je vhodné vyjít ze sdružených napětí, obr. 2.2.2. Do vedení se vždy dostává dvojice diod, která vodivě spojuje obvod dvou největších, kladných sdružených napětí a zátěže. Na obr. 2.2.2 jsou sdružená napětí. Pro představu stačí kreslit pouze jejich kladné průběhy, zápornou půlvlnu u_{12} vyjadřuje kladná půlvlna u_{21} . Z průběhu usměrněného napětí je patrné, že usměrňovač vytváří za dobu jedné periody v usměrněném napětí šest pulzů. Střední hodnotu usměrněného napětí je možné odvodit následovně:



Obr. 2.2.2 Průběh usměrněného napětí třífázového neřízeného můstkového usměrňovače

$$U_{d(AV)} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2}{3}\pi} \sqrt{3}\sqrt{2}U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_s \quad (2.2.1)$$

kde U je efektivní hodnota fázového napětí a U_s je efektivní hodnota sdruženého napětí. Pokud je na výstupu usměrňovače ohmická zátěž, pro výstupní proud usměrňovače platí:

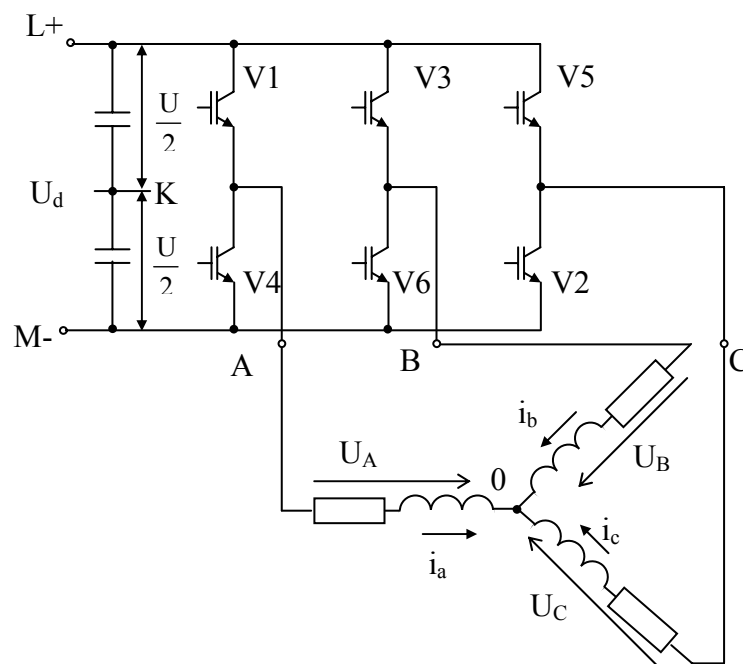
$$I_{d(AV)} = \frac{U_{d(AV)}}{R} \quad (2.2.2)$$

2.3. Střídač

Střídače slouží ve frekvenčních měničích k přeměně stejnosměrné energie meziobvodu na střídavé napětí napájející asynchronní motor. Typů střídačů existuje celá řada. Ve frekvenčních měničích se nejvíce používá napět'ový střídač s vlastní komutací, obr. 2.3.1.

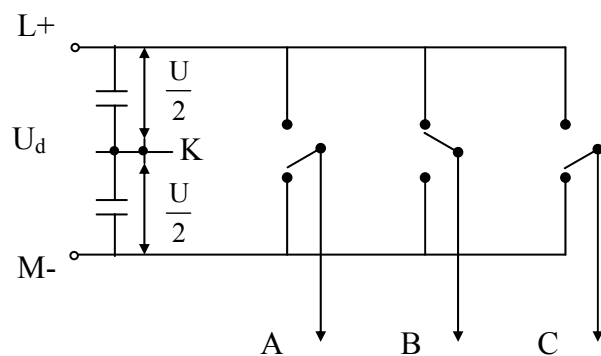
Střídač je napájen ze stejnosměrného meziobvodu, což je zdroj tvrdého stejnosměrného napětí s velmi malou vnitřní impedancí. Je doplněn filtračním kondenzátorem, který slouží k pokrytí velkých napět'ových špiček. Jako výkonové prvky jsou zde použity výkonové tranzistory, které zabezpečují vypnutí elektrického obvodu motoru v jakémkoliv okamžiku a jsou proto použitelné ve zdrojích proměnného kmitočtu pro napájení střídavých motorů s proměnnými otáčkami.

Schéma třífázového napět'ového střídače je na obrázku 2.3.1.

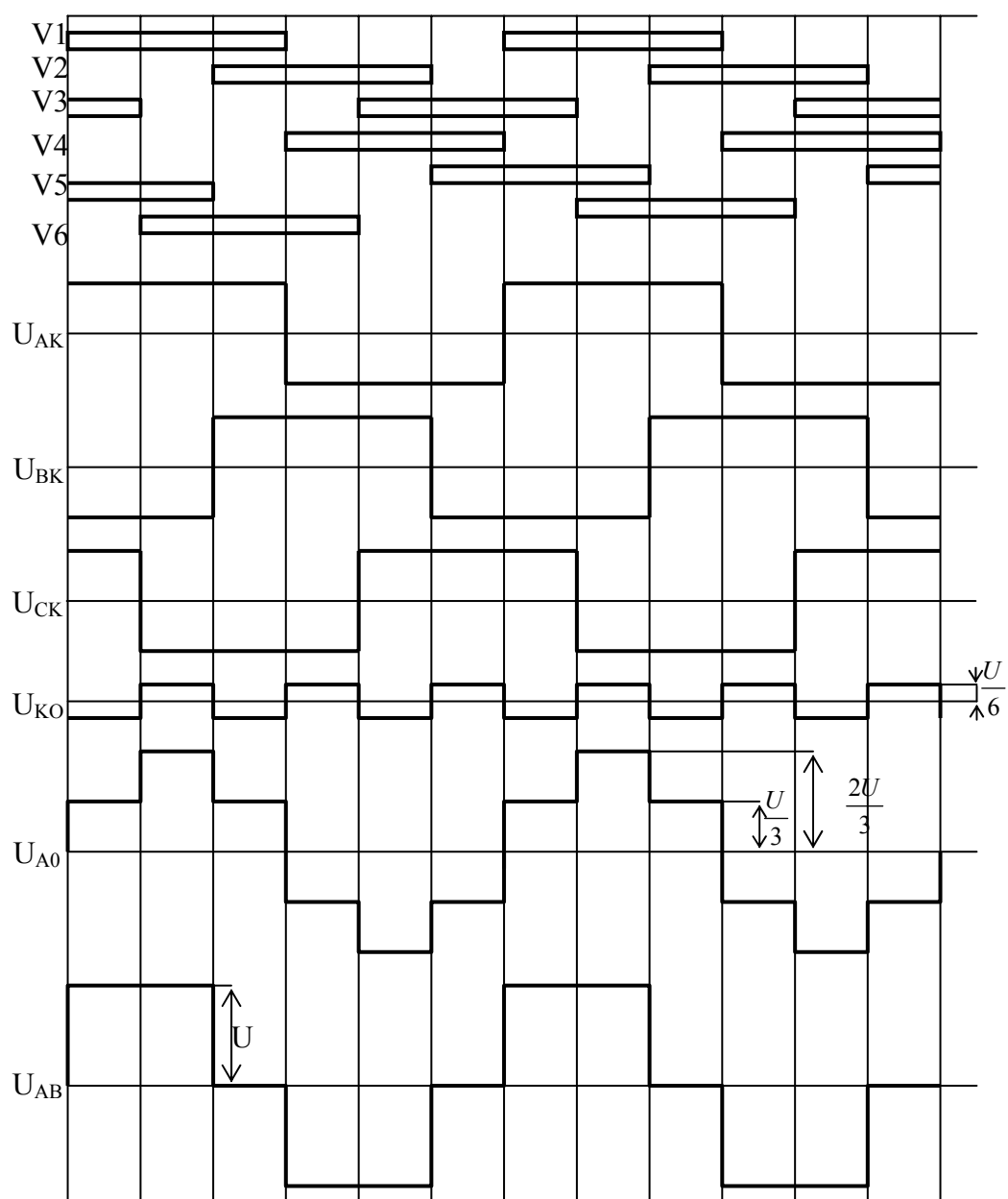


Obr 2.3.1 Třífázový střídač napájející třífázový motor

Pro vyšetření průběhů napětí využijeme obrázek 2.3.2.



Obr. 2.3.2 Schématické znázornění různých stavů sepnutí



Obr. 2.3.3 Průběhy napětí, sled spínání spínačů pro třífázový střídač napětí při obdélníkovém spínání

Zjednodušujícím předpokladem je obdelníkové řízení vypínatelných součástek. To znamená, že každá ze součástek V_1 až V_6 je zapnuta po dobu odpovídající úhlu 180° (obr. 2.3.3). Fázové posunutí sepnutí součástek V_1, V_3, V_5 je zpožděno o úhel 120° a zpoždění mezi sepnutím součástky v horní řadě a součástky ve stejné větvi v dolní řadě je 180° . Větví je dvojice výkonových součástek, které jsou mezi kladným a záporným pólem stejnosměrného obvodu a jedním fázovým vývodem měniče. Tato dvojice prvků v jedné větvi nesmí být nikdy spojena v jednom okamžiku zároveň, protože to by znamenalo zkrat stejnosměrného obvodu.

Časová prodleva mezi rozepnutím jednoho spínacího prvku a sepnutím druhé součástky ve stejné větvi je u tranzistorů 3 až 10 μs . Podle podmínek a předpokladů je možné v každém okamžiku naprosto přesně určit, ke které ze svorek stejnosměrného obvodu budou jednotlivé fáze připojeny, jaké napětí bude na jednotlivých fázích a jaké napětí bude mezi fázemi, tj. napětí sdružené.

Na obrázku 2.3.3 je časové spínání tyristorů, v dolní části je pak vidět, ke kterým svorkám při daném sepnutí součástek jsou jednotlivé fáze střídače připojeny.

Předpokládejme, že velikost napětí mezi svorkami L a K stejně jako velikost napětí mezi svorkami M a K je rovné $\frac{U}{2}$. Potom je průběh fázových napětí střídače U_{AK}, U_{BK}, U_{CK} , čímž myslíme průběh potenciálu svorek A, B, C vůči potenciálu nulovému, tj. svorce K. Pro fázová napětí asynchronního motoru lze pak psát vztahy, kde index 0 odpovídá uzlu spotřebiče

$$u_{A0} = u_{AK} - u_{0K} \quad (2.3.1)$$

$$u_{B0} = u_{BK} - u_{0K} \quad (2.3.2)$$

$$u_{C0} = u_{CK} - u_{0K} \quad (2.3.3)$$

Fázová napětí asynchronního motoru U_{A0}, U_{B0}, U_{C0} jsou navzájem posunuta o 120° a mohou tak vytvořit točivé magnetické pole. Protože asynchronní motor má izolovaný uzel, nemůže se vytvořit nulová složka proudu a platí:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2.3.4)$$

Proto se také nulová složka napětí rovná nule:

$$u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = 0 \quad (2.3.5)$$

Sečtením rovnic (2.3.1) – (2.3.3) a použitím rovnice (2.3.5) dostaneme:

$$0 = u_{AK} + u_{BK} + u_{CK} - 3u_{0K} \quad (2.3.6)$$

Z obr.2.3.3 vyplývá, že se s časem pravidelně mění součet napětí

$$u_{AK} + u_{BK} + u_{CK} = \pm \frac{U}{2} \quad (2.3.7)$$

a napětí nulového bodu třífázové soustavy vzhledem k fiktivní svorce „K“ je rovné:

$$u_{0K} = \pm \frac{U}{6} \quad (2.3.8)$$

Rozdělení proudu mezi jednotlivé spínací prvky se děje automaticky podle parametrů obvodu a účinníku proudu zátěže. Střídač pracuje i při obráceném toku elektrické energie a umožňuje tak generátorický chod motoru.

Provedeme-li rozklad napětí pomocí Fourierova rozvoje, zjistíme obsah harmonických. Pro sdružené napětí u_{AB} platí:

$$u_{AB} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \frac{1}{17} \sin 17\omega t - \frac{1}{19} \sin 19\omega t \dots \right) \quad (2.3.9)$$

Pro fázová napětí platí:

$$u_{A0} = \frac{2}{\pi} U \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \frac{1}{17} \sin 17\omega t + \frac{1}{19} \sin 19\omega t + \dots \right) \quad (2.3.10)$$

Ačkoliv jsou průběhy fázového a sdruženého napětí rozdílné, obsah harmonických je stejný. Pro efektivní hodnotu fázového napětí platí:

$$U_{A0ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\frac{U}{3} \right)^2 \frac{2\pi}{3} + \left(\frac{2U}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} \right]} = \frac{\sqrt{2}U}{3} \quad (2.3.11)$$

Pulzně šířkové řízení

Nejčastějšími způsoby řízení výstupního napětí střídače jsou:

- amplitudové řízení, u něhož je výstupní napětí střídače přímo úměrné vstupnímu stejnosměrnému napětí,
- šířkové řízení, u kterého se efektivní hodnota výstupního napětí mění změnou doby vedení spínacích prvků
- šířkově – pulzní řízení, které se realizuje střídavým zapínáním a vypínáním napětí zdroje pomocí měniče na zátěž vícekrát za dobu výstupní periody napětí.

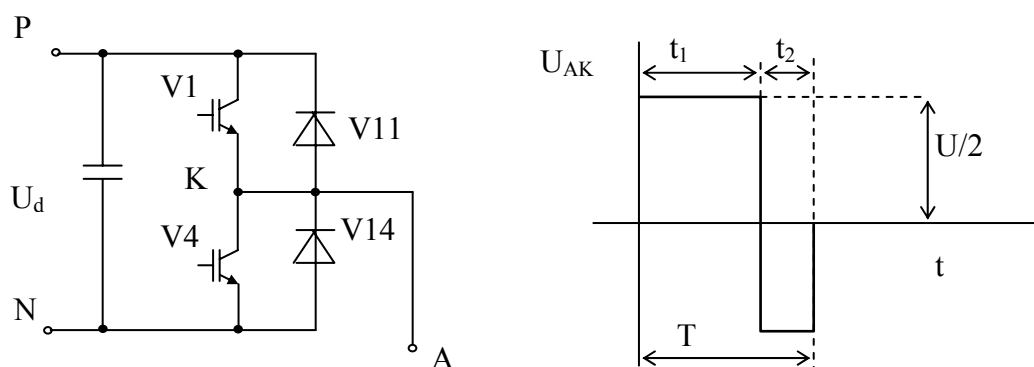
Konkrétní způsoby modulace se liší podle požadavku na průběh výstupního napětí. V ideálním případě by měl být průběh výstupního napětí sinusový. Je však vždy deformován nežádoucími harmonickými, jejichž velikost a složení je třeba sledovat v souvislosti s oteplením motoru a se vznikem pulzačních momentů a hluku.

Pro vysvětlení řízení střídače v režimu šířkově – pulzní modulace je výhodné vyjít z následujících představ. Jestliže chceme vytvořit požadovaný napěťový průběh např. fáze A, postupuje se tak, že během určitého krátkého časového úseku t_1 , necháme spínací prvek V1 zapnutý. Fáze A je vždy připojena ke kladné svorce P zdroje (viz. obr. 2.3.3) a proud teče ze zdroje do fáze spínačem V1 nebo z fáze A do zdroje diodou V11. Po následující časový okamžik t_2 je spínač V1 rozepnutý a V4 sepnutý. Proud zátěže teče podle své okamžité polarity spínačem V4 nebo diodou V14 a fáze A je po tuto dobu připojena k záporné svorce N zdroje. Kmitočet, kterým provádíme spínání, se nazývá nosný kmitočet.

$$f_n = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{T_n} \quad (2.3.12)$$

Zatěžovatel je definován následovně:

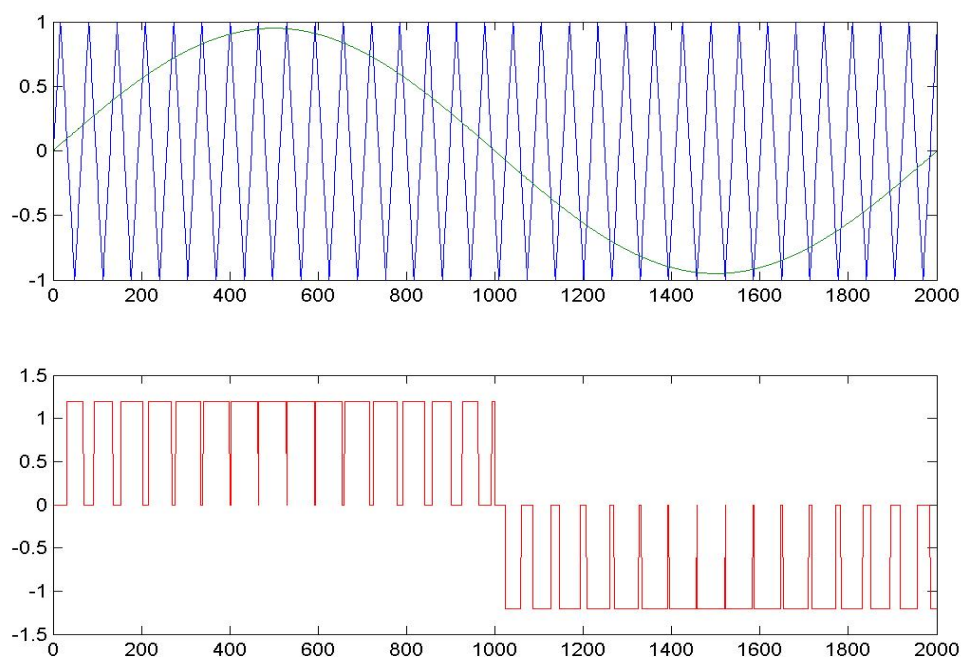
$$z = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T_n} \quad (2.3.13)$$



Obr. 2.3.3 Schéma jedné fáze třífázového střídače a průběh napětí na fázi A

Řízením velikosti zatěživatele z v rozmezí $0 < z < 1$ měníme střední hodnotu výstupního napětí U_{AK} . Je více možností, jakým způsobem volit velikost doby t_1 . Jeden z nich je založen na komparaci dvou signálů a sice sinusového a pilového a v jejich průsečíku dojde k sepnutí výkonového prvku (obr. 2.3.4). Výsledné výstupní napětí obsahuje základní harmonickou a vyšší harmonické vyvolané danou metodou modulační.

Základní harmonická mění svůj kmitočet a velikost podle velikosti a kmitočtu sinusového signálu. Vyšší harmonické jsou způsobeny tím, že výsledné napětí střídače je tvořeno obdélníkovými pulzy.



Obr. 2.3.4 Princip pulzně šířkové modulační, průběh modulovaného napětí

3. Teorie skalárního a vektorového řízení

Frekvenční měnič Simovert umožňuje provoz pohonu ve třech základních režimech:

- skalární řízení,
- vektorové řízení,
- přímé řízení momentu (nebylo zkoumáno).

Chtěl bych připomenout principy a charakteristiky skalárního a vektorového řízení obecně a ukázat na možnosti řešení řídicích obvodů, které z těchto základních vztahů vycházejí a používá je i frekvenční měnič Simovert.

3.1. Skalární řízení

Skalární řízení umožňuje jednoduchým způsobem řídit otáčky elektrických pohonů s asynchronním motorem. Při skalárním řízení jsou všechny proměnné veličiny považovány za skalární. V optimálních podmínkách je zajišťován chod pouze v ustáleném stavu, což neumožňuje dosáhnout špičkových dynamických parametrů.

Při skalárním řízení se otáčky asynchronního motoru mění podle rychlosti točivého magnetického pole a jsou popsány vztahem:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_p} (1 - s) \quad (3.1.1)$$

kde: f_1 je frekvence napájecího napětí motoru

$\frac{f_1}{p_p}$ je kmitočet točivého magnetického pole statoru,

p_p je počet pólů,

s je skluz a jeho velikost se určí podle vztahu: $s = \frac{f_1 - f}{f_1}$, (3.1.2)

kde f je frekvence otáček hřídele motoru, $f = \frac{f_1 - f_2}{p_p}$,

f_2 je skluzový kmitočet rotoru, při kterém se vytvoří rotorový proud I_2 , nutný pro vznik požadovaného momentu.

Pro regulaci rychlosti změnou statorového kmitočtu rozeznáváme dva základní způsoby řízení:

- při konstantním statorovém toku Ψ_1 ,
- při konstantním statorovém napětí U_1 .

Oba typy řízení mají vliv na vlastnosti motoru a rozdělují jeho pracovní oblast na dvě části a sice na oblast stálého momentu a oblast stálého výkonu.

3.1.1. Řízení rychlosti při konstantním statorovém toku

Provozovat asynchronní motor při stálém statorovém toku je možné při frekvencích od nuly do jmenovité ($0 < f < f_n$). V této oblasti lze také udržovat konstantní proud ($I_1 = \text{konst}$) a tím i moment motoru. Pokud máme dodržet podmínku konstantního statorového toku, je potřeba se řídit lineární závislostí mezi statorovým napětím a statorovým kmitočtem.

Pro oblast řízení s konstantním momentem a konstantním magnetickým tokem vycházíme pro obvod statoru z rovnice (1.1), platnou pro jednu fázi statorového vinutí.

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\hat{\Psi}_1}{dt}, \quad (3.1.3)$$

kde: $\hat{\Psi}_1 = |\Psi_1| e^{j\omega t}$ a $\omega = 2\pi \cdot f_1$.

Pokud provedeme naznačenou derivaci toku v rovnici (3.1.3) podle času, je:

$$u_1 = R_1 i_1 + k f_1 \Psi_1 \quad (3.1.4)$$

kde číslem k rozumíme numerickou konstantu vzniklou při derivování.

Při zanedbání satorového odporu a dodržení podmínky konstantního satorového toku $\Psi = \text{konst}$, je závislost $U_1 = f(f_1)$ ve tvaru:

$$U_1 = k \Psi f_1 \Rightarrow \Psi = k \frac{U_1}{f_1} = \text{konst} \Rightarrow \frac{U_1}{f_1} = \text{konst} \quad (3.1.5)$$

Pokud tedy požadujeme, aby magnetický tok motoru Ψ byl v této oblasti konstantní, musí být napětí U_1 upravováno podle frekvence f_1 . Jedná se o tzv. frekvenčně napěťové řízení (řízení typu U_1/f_1).

Při zanedbání satorového odporu R_1 platí i další charakteristické závislosti mezi jednotlivými veličinami asynchronního motoru:

$$U_1 = \frac{d\hat{\Psi}}{dt} \approx \Psi f_1 \quad (3.1.6)$$

$$M = \Psi I_1 = \text{konst} \quad (3.1.7)$$

$$P = M \cdot \omega \approx M f_1 \Rightarrow P \approx f_1 \quad (3.1.8)$$

Se snižující se napájecí frekvencí již výše uvedené vztahy přestávají platit. Hodnota R_1 se přibližuje hodnotě $\omega_1 \cdot L_{1\sigma}$, a tak úbytek na odporu satoru v rovnici 3.1.4 nelze vůči úbytku na rozptylové reaktanci zanedbat. Odporový úbytek se tedy začíná více uplatňovat a musí být kompenzován, tzn. napětí musí klesat pomaleji, než odpovídá poklesu kmitočtu. Při této kompenzaci i při nízkých otáčkách bude asynchronní motor pracovat s konstantním magnetickým tokem.

3.1.2. Oblast konstantního výkonu

Asynchronní motor se nachází v této oblasti, pokud je napájen napětím s frekvencí vyšší než je frekvence jmenovitá ($f > f_n$). Pokud bychom chtěli dodržet vztahy uvedené v předchozím odstavci muselo by se s frekvencí zvyšovat i napětí nad jmenovitou hodnotu U_n . Protože však většina motorů nemá dostatečnou napěťovou rezervu, lze motor provozovat maximálně při jmenovitém napětí, které pak i přes zvyšující se frekvenci zůstává na konstantní úrovni ($U_1 = \text{konst}$). Důsledkem toho, že se vzrůstající frekvencí nedochází ke zvyšování napětí je to, že magnetický tok klesá a s ním i moment. Protože předpokládáme $U = \text{konst}$ a $I = \text{konst}$, konstantní zůstává pouze výkon, moment motoru se se změnou satorové frekvence mění, jak vyplývá z následujících rovnic:

$$P \approx U \cdot I = \text{konst}. \quad (3.1.9)$$

Pokud zanedbáme satorový odpor, můžeme tuto oblast popsat dalšími charakteristickými závislostmi mezi jednotlivými veličinami asynchronního motoru:

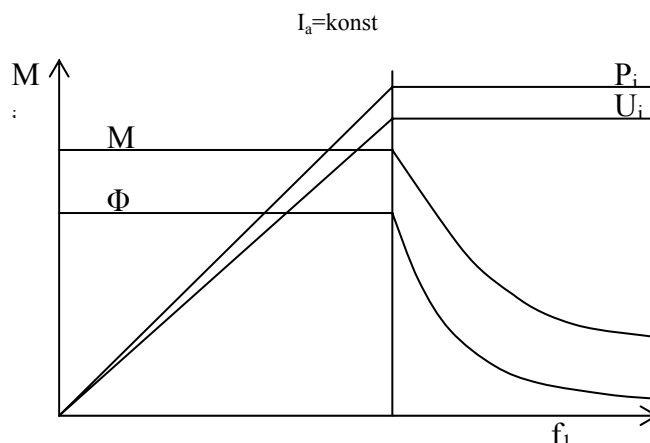
$$U_1 = k \Psi_1 f_1 \Rightarrow \Psi_1 = k \cdot \frac{1}{f_1} \quad (3.1.10)$$

$$M = \Psi_1 I_1 \Rightarrow M \approx \frac{1}{f_1} \quad (3.1.11)$$

$$P = M \cdot \Omega = M \cdot 2\pi f = k_1 M (f_1 - f_2) = \text{konst} \quad (3.1.12)$$

$$f_2 \approx \frac{I}{\Psi} \approx \frac{I}{\Psi} f_1 \approx f_1 \quad (3.1.13)$$

Pokud vezmeme do úvahy výše uvedená zjednodušení, je možné asynchronní motor se skalárním řízením přirovnat ke stejnosměrnému motoru s cizím buzením (obr. 3.1.1).



Obr. 3.1.1 Ideální průběhy veličin asynchronního motoru při skalárním řízení

3.1.3. Struktury regulačních obvodů skalárního řízení

Aby výše uvedené vztahy platily pro různá zatížení a různé stavy motoru, má výkonová část frekvenčního měniče nad sebou řídicí strukturu, která se stará o dodržení těchto vztahů. Jsou tři základní struktury regulačních obvodů pro skalární řízení:

- frekvenčně–napět'ové řízení bez čidla otáček,
- frekvenčně–napět'ové řízení s čidlem otáček,
- kmitočtově–proudové řízení.

Tyto struktury měniče Simovert byly podrobně popsány v kapitole 1.4. Pokud chceme řídit otáčky asynchronního motoru při zachování konstantního magnetického toku, mohou být řídicími veličinami buď satorové napětí a kmitočet (tzv. kmitočtově – napět'ové řízení) nebo satorový proud a kmitočet (kmitočtově – proudové řízení). Protože kmitočtově – proudové řízení není v jednotce Simovert využíváno, není mu věnována pozornost ani v této práci.

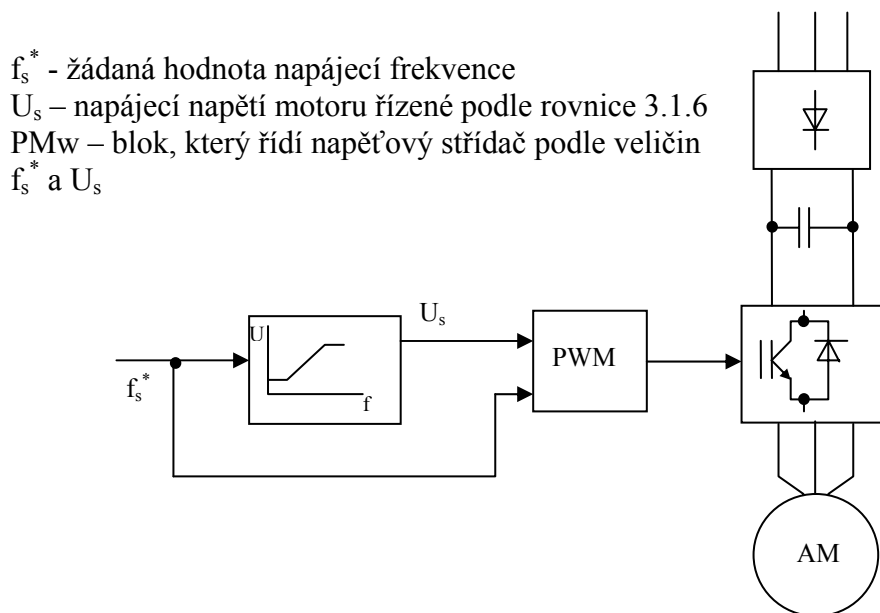
3.1.4. Frekvenčně napět'ové řízení

Pokud chceme při řízení satorového kmitočtu f_1 udržovat konstantní magnetický tok Ψ , musíme se změnou kmitočtu řídit i napětí tak, aby byl v každém okamžiku poměr U_1/f_1 konstantní. K napájení asynchronního motoru můžeme použít libovolného měniče kmitočtu, který umožňuje změnu napětí podle této závislosti. Obecně obsahuje řídicí struktura tři kaskádně řazené regulační smyčky (proudovou, napět'ovou a rychlostní) (obr. 3.1.3).

Na výstupu regulátoru otáček R_{ω} je signál úměrný požadované hodnotě rotorového skluzového kmitočtu. Od tohoto signálu je odečtena skutečná hodnota rotorového kmitočtu a výsledná hodnota vstupuje do regulátoru $R_{\omega 2}$, jehož výstupní hodnota určuje úhlovou frekvenci ω_1 . Jak velkou hladinu požadovaného napětí je nutné nastavit, získáme pomocí výpočetního bloku, jehož vstupem je žádaná hodnota úhlové frekvence ω_1 a výstupem je odpovídající hodnota napětí. Tento blok je realizován buď pomocí rovnice, nebo převodní tabulky. Žádaná hodnota satorového proudu I_1 je na výstupu regulátoru napětí R_u . Podřazený regulátor R_I má zabránit proudovému přetížení.

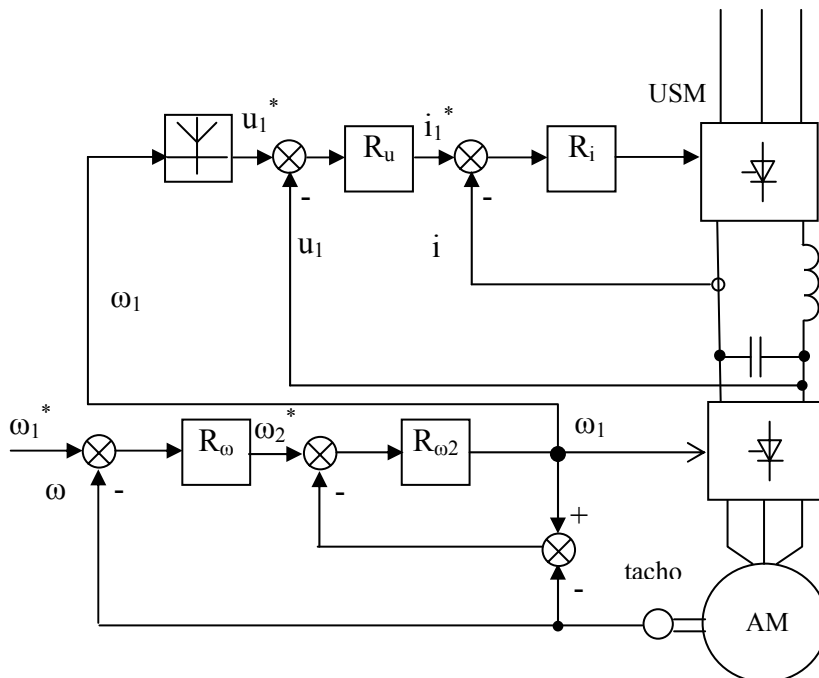
Mezi nejjednodušší řídicí struktury patří frekvenčně napět'ové řízení s otevřenou smyčkou uvedené na obr. 3.1.2. Skutečné otáčky se zde ustálí na hodnotě odpovídající velikosti zátěžného momentu a průběhu momentové charakteristiky AM. Tento způsob řízení je možné použít pouze v případě, že nevádí chyba vzniklá rozdílem mezi skutečnými a

požadovanými otáčkami. Odchytku otáček lze snížit kompenzací skluzu, což je signál, který se přičte k požadované hodnotě statorové frekvence.



Obr. 3.1.2 Frekvenčně napěťové řízení s otevřenou smyčkou

Při požadavku na větší statickou přesnost řízení je možné předchozí případ doplnit zpětnou otáčkovou vazbou (obr. 3.1.3). Nevýhodou je značné navýšení ceny pohonu.



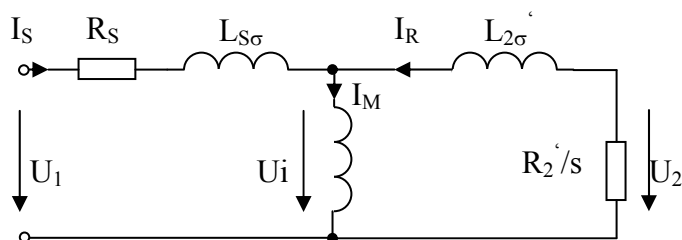
Obr. 3.1.3 Frekvenčně napět'ové řízení s uzavřenou smyčkou

3.2. Vektorové řízení

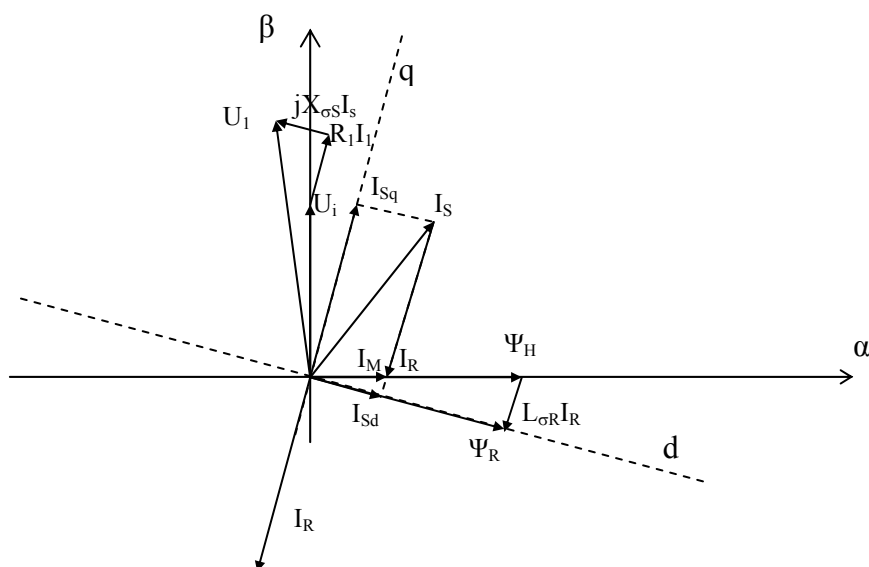
Řídicí struktury pro skalární řízení vycházejí ze vztahů pro ustálené stavy a tak dobře vyhovují pohonům s konstantní zátěží nebo malým změnám zatížení a otáčivé rychlosti. Uvádí se, že při rychlých změnách zatížení již struktury zajišťující skalární řízení nevyhovují a pro dynamicky náročné pohony je nutné použít struktury s vektorovým řízením. Jak vyplývá ze závěrů této práce, u frekvenčního měniče Simovert tato tvrzení platí pouze částečně.

3.2.1. Princip vektorového řízení

Základní myšlenkou je snaha o dosažení podobných regulačních vlastností jako u stejnosměrného stroje s cizím buzením. U stejnosměrného cize buzeného motoru je poloha vektoru magnetického toku vázána se statorem a jeho velikost je určena velikostí budícího proudu. Další regulovanou veličinou je proud motoru, a tím i moment na hřídeli. Díky odděleným budícím vinutím, vinutím kotvy a samostatným napájecím zdrojům je pak možné obě složky řídit odděleně. Pro dodržení takovýchto požadavků u asynchronního motoru je potřeba vycházet z náhradního schématu obr. 3.2.1 a fázorového diagramu na obr. 3.2.2.



Obr. 3.2.1 Náhradní schéma asynchronního motoru



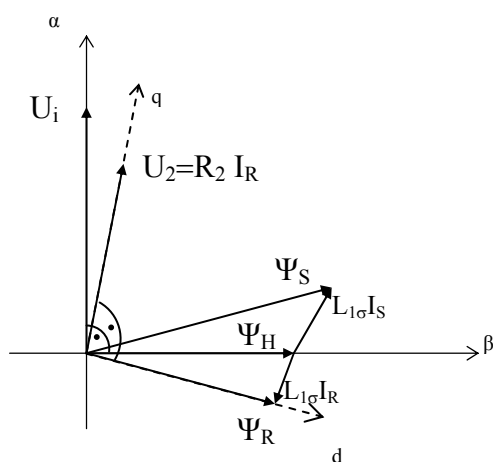
Obr. 3.2.2 Fázorový diagram napětí a magnetických toků asynchronního motoru

Největší význam pro vektorové řízení má fázor statorového proudu I_S . Směr proudu I_S je stejný s fázorem magnetomotorického napětí F_1 . Rozkladem proudu I_S do os d a q na

složky I_{sd} a I_{sq} , které rotují shodně s rotorem, získáme tokotvornou a momentotvornou složku proudu I_s . Pro plné pochopení vektorového řízení jsou rovněž důležité směry a velikosti magnetických toků, které jsou pro větší přehlednost samostatně uvedené na obr.3.2.3.

Při pohledu na diagram magnetických vektorů je zřejmé, že hlavní magnetický tok je kolmý na fázor indukovaného napětí a má směr osy x souřadnicového systému spojeného se státorem. Po vektorovém sečtení hlavního magnetického toku s vektory $j.L_{1\sigma}.I_s$ a $j.L_{2\sigma}.I_R$ získáme statorový a rotorový magnetický tok. Rotorový magnetický tok má směr osy d rotujícího souřadného systému.

Základní myšlenka vektorového řízení je založena na udržování konstantní hodnoty velikosti a polohy zvoleného vektoru magnetického toku související s tokotvornou složkou statorového proudu a současné možnosti změny momentotvorné složky statorového proudu. Protože nepracujeme s reálnými proměnnými stroje, ale s proměnnými transformovanými do souřadnicového systému, který je dán polohou vektoru zvoleného magnetického toku, musíme získat informace o velikosti a poloze tohoto vektoru.



Obr. 3.2.3 Fázorový diagram magnetických toků asynchronního motoru

Teorie vektorového řízení využívá transformovaných statorových veličin do systému α - β , který je pevně spojen se státorem a transformovaných rotorových veličin do systému d q, který se otáčí skutečnými otáčkami rotoru. Tyto transformace byly využity z toho důvodu, že je využívá i frekvenční měnič Simovert, jak je patrné z kap. 1.4.

4. Experimentální část

Předchozí kapitoly se věnovaly teoretickému rozboru chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem. Druhá část práce si klade za cíl ukázat základní vlastnosti asynchronního motoru s frekvenčním měničem Simovert Master drive v provozních stavech. V jednotlivých podkapitolách jsou popsána měření, která využívají regulační schémata pro následující varianty řízení frekvenčního měniče:

- A. vektorové řízení s čidlem otáček,
- B. skalární řízení s čidlem otáček,
- C. vektorové řízení bez čidla otáček,
- D. skalární řízení bez čidla otáček.

Vlastnosti pohonu jsou vyhodnocovány při dvou základních provozních stavech a sice při chodu naprázdno a chodu při jmenovitém zatížení P_n (v některých případech při 75 % jmenovitého zatížení). Po každé změně regulačního schématu bylo provedeno automatické nastavení měniče. Toto automatické nastavení měniče probíhá v několika krocích zadáváním hodnot 0 – 5 do parametru 115 a následným spuštěním motoru. Každému kroku (základní automatická parametrizace, parametrizace při chodu naprázdno, optimalizace otáčkového regulátoru) odpovídá část parametrů, která se automaticky nastaví. Po zapnutí motoru se spustí algoritmy, které jsou uloženy v měniči a vyhodnocují situaci danou motorem a poháněným mechanismem s ohledem na použitou variantu řízení frekvenčního měniče.

Potom byly odměřeny základní charakteristické rysy s tímto nastavením a následovaly případné úpravy parametrů tak, aby se zlepšily dynamické vlastnosti pohonu.

Při vektorovém řízení (varianty A a C) jsem využil toho, že měnič umožňuje zobrazit a zaznamenat nejen celkový výstupní proud měniče, ale také jeho momentotvornou a tokotvornou složku. Dále jsem zaznamenával velikost momentu motoru, výstupní napětí, žádanou a okamžitou hodnotu otáček a žádanou frekvenci statoru. U regulačních schémat, které využívají skalární řízení (varianty B a D), je možné zaznamenat pouze momentotvornou složku, bohužel nelze měřit složku momentotvornou. Měřenými veličinami byly tedy: výstupní napětí a proud z měniče, statorová frekvence a žádaná a skutečná rychlost otáčení.

Pro záznam a přenos dat z měniče do PC byl používán podprogram Trace, který je součástí programu Simovis s podrobným popisem v kap.1.1.3, kde bylo uvedeno, že program Trace umožňuje zaznamenat až 8 průběhů různých veličin při jednom záznamu. Veličiny jsou ukládány v procentních hodnotách vztažených k referenčním hodnotám uvedených v tabulce 4.1. Průběhy veličin je v programu možné ukládat v různých formátech, přičemž já jsem zvolil formát *.txt a tyto soubory jsem pak graficky zpracoval do formátu *.xls (MS Excel).

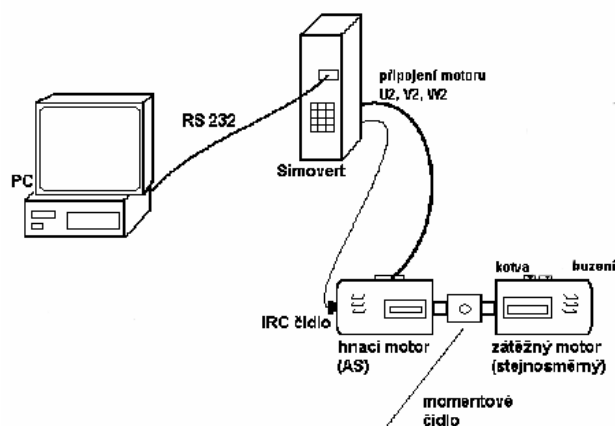
Tab. 4.1. Referenční parametry

Veličina	Parametr	Číslo parametru	Referenční hodnota
Proud	RefAmps	P350	3,9 A
Napětí	RefVolts	P351	400 V
Frekvence	RefFrequency	P352	50 Hz
Otáčky	RefSpeed	P353	1000 min ⁻¹
Moment	RefTorque	P354	15 N*m

4.1. Měření naprázdno

Při měření naprázdno byly měřeny rozběhové charakteristiky. Dále byl u regulačních schémat A a B, které využívají otáčkového regulátoru, zkoumán vliv nastavení proporcionální a integrační složky otáčkového regulátoru na dobu rozběhu.

Na obr. 4.1. uspořádání pracoviště při měření naprázdno. Asynchronní motor je napájen z jednotky Simovert ovládané přes sběrnici RS – 232 osobním počítačem, přes sběrnici jsou též přenášena data zaznamenaná měničem.



Obr. 4.1 Ideové schéma měření naprázdno

Měnič umožňuje nastavit prakticky neomezený počet počátečních podmínek, neboť můžeme nastavit:

- parametry rozběhové rampy,
- složky PI otáčkového regulátoru,
- parametry ovlivňující kompenzaci skluzu,
- parametry mající vliv na chování napěťového meziobvodu,
- parametry bloku, který určuje velikost napěťové modulace,
- a mnohé další parametry regulačních schémat.

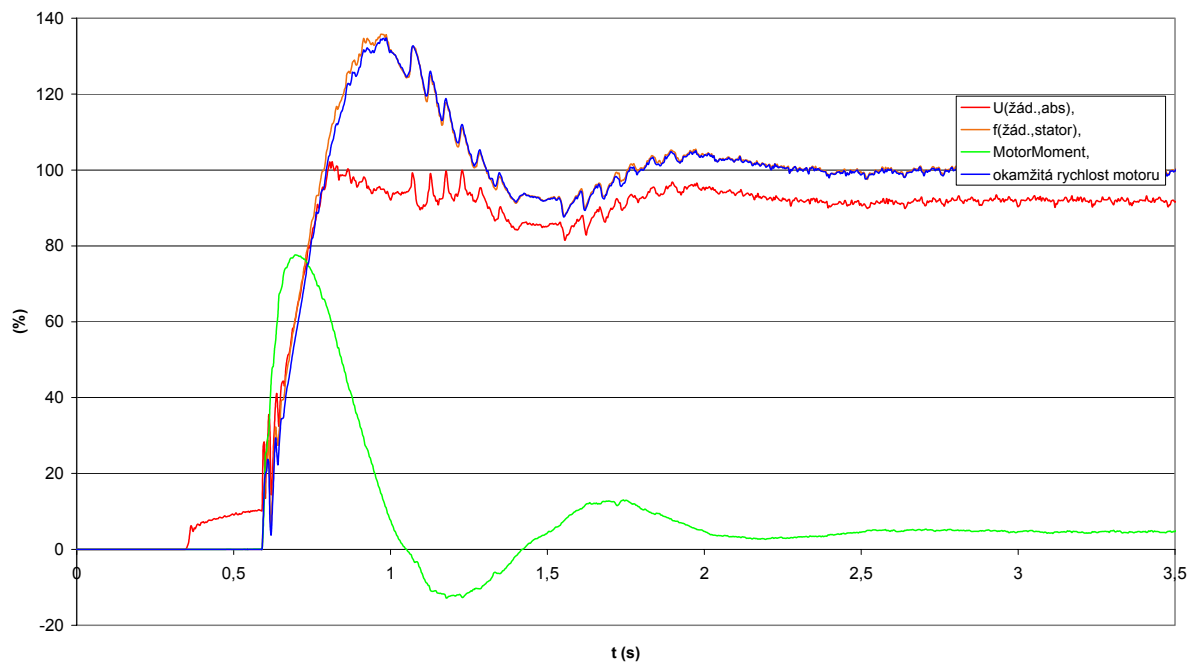
Protože většina aplikací vyžaduje při provozu přesně definovanou dobu rozběhu (doběhu), je měnič vybaven rozběhovým (doběhovým) členem, tzv. rozběhovou (doběhovou) rampou. Křivka rozběhového členu má v základním nastavení lineární průběh a umožňuje tak nastavení doby rozběhu z nulových do požadovaných otáček. Pokud zadáme i parametry, které ovlivňují zaoblení počáteční a koncové části rozběhu, je možné nastavit tzv. rozběhovou S-křivku.

Dalším důležitým blokem v regulačním schématu je otáčkový regulátor, který se využívá u všech typů vektorového a skalárního řízení. Vlastnosti otáčkového regulátoru se nastavují pomocí proporcionální (P) a integrační složky (I). Složku P je možné měnit pomocí parametru P235 a složku I pomocí parametru P240.

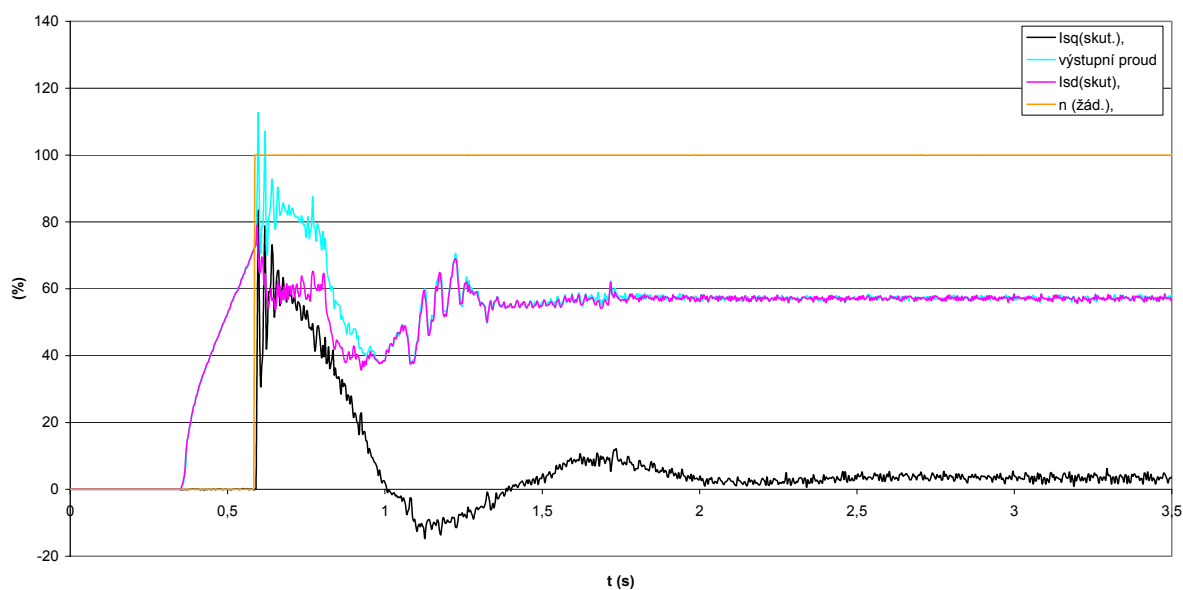
Stejným způsobem je možné ovlivnit chování proudového regulátoru, což ovšem výrobce nedoporučuje, a tak parametry proudového regulátoru zůstaly při všech měřeních na původní nastavené hodnotě, to jest $P = 0,179$; $I = 6$ ms.

4.1.1. Měření naprázdno v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)

V grafu 4.1 jsou průběhy některých veličin při rozběhu asynchronního motoru. Regulační schéma bylo popsáno v předchozí kapitole a je uvedeno na obr. 3.4.2. Naměřené charakteristiky jsou získané po přímém připojení ASM na napájecí napětí bez použití rozběhového členu, po automatické parametrizaci a optimalizaci otáčkového regulátoru měničem, který nastavil zesílení otáčkového regulátoru na 0,7 a integrační konstantu na 143 ms.



Graf 4.1 Průběhy veličin při rozběhu motoru naprázdno na 100 % jmenovitých otáček (varianta A)



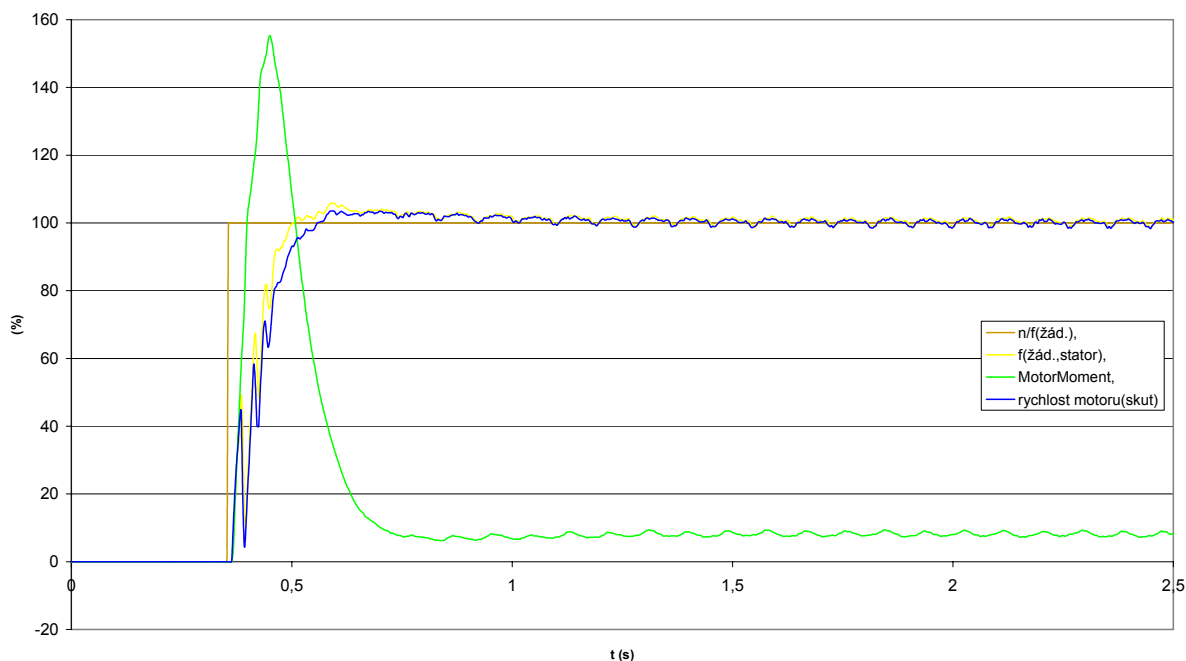
Graf 4.2 Průběhy proudů při rozběhu motoru naprázdno na 100 % jmenovitých otáček (varianta A)

Jak je z výše uvedených grafů patrné, po optimalizaci měniče není otáčkový regulátor nastaven příliš dobře. Motor se rozbíhá s velkým překmitem okamžité rychlosti, který dosahuje 35 %. Otáčky se ustálí za 2,3 sekundy. Nevhodnost nastavení je vidět i z průběhu momentu, který nejprve dosáhne určitého maxima, ale pak klesá a dokonce dosahuje záporných hodnot, tzn. že setrvačné hmoty motor brzdí, což vede k velkému poklesu otáček pod otáčky žádané.

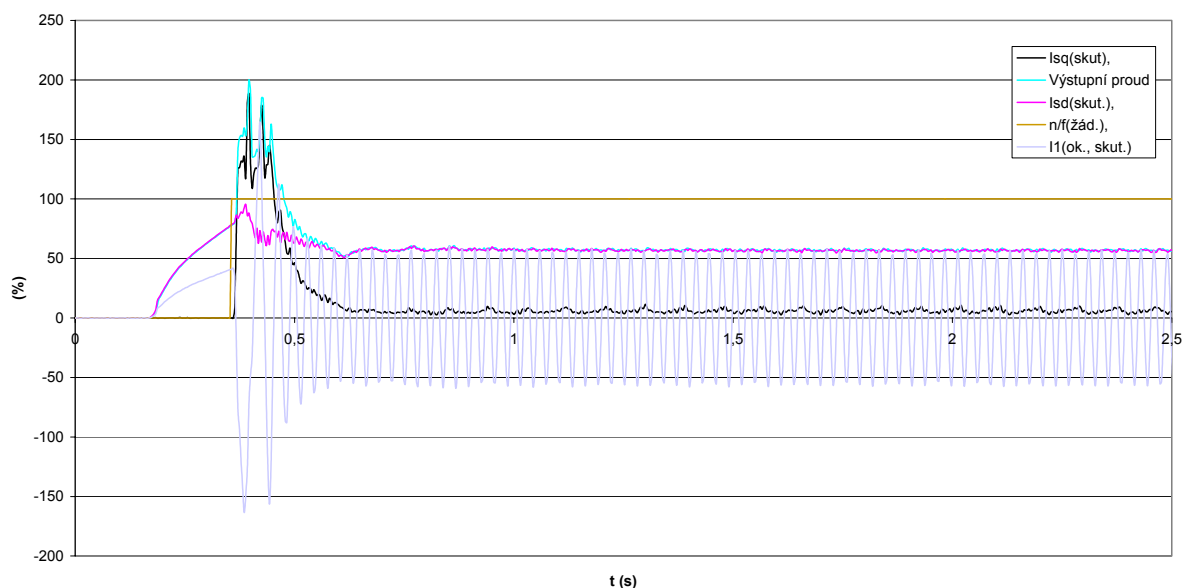
Měnič umožňuje rozložit proud na tokotvornou a momentotvornou složku a je možné sledovat jejich podíl na celkovém proudu, který prochází motorem. Na grafu 4.2 tokotvorná složka proudu I_{sd} v počáteční fázi narůstá o 0,2 s dříve než složka momentotvorná I_{sq} z důvodu nabuzení motoru a ve chvíli, kdy dosáhne svého maxima, dojde k náběhu i momentotvorné složky. Je vidět, že proud v tomto případě přesahuje jmenovitou hodnotu proudu maximálně o 10 % což je málo, pokud si uvědomíme, že při přímém připojení asynchronního motoru na síť dosahuje proud pěti až devítinásobku jmenovité hodnoty.

Pokud jsem tedy chtěl zvýšit rychlost rozběhu motoru, bylo potřeba provést některá opatření. Především jsem navýšil hodnotu proudového a momentového omezení z hodnoty 110 % na hodnotu 200 % pro oba směry otáčení. Potom jsem přistoupil k úpravě nastavení konstant otáčkového regulátoru. V teorii řízení je známo několik metod, z nichž tou nejpoužívanější je Ziegler – Nycholsnova metoda, při které se nejprve vyřadí integrační složka regulátoru a zesílení se pak zvyšuje až do rozkmitání motoru. Bohužel vzhledem k použitým spojkám mezi oběma stroji dochází k trvalému kmitání pohonu a je tedy velmi obtížné určit přesnou hranici mezi tím, kdy motor kmitá ještě v důsledku mechanického kmitání a kdy už kmitá vlivem zesílení regulátoru.

Pokud se podaří najít hranici kmitání motoru, nastaví se zesílení na polovinu té hodnoty, při které motor začne kmitat. Co se integrační konstanty týká, ta se nastavuje podle periody kmitů motoru. Kvůli již uvedenému problému s neustálým kmitáním motoru, nebylo možné tuto periodu odečíst a integrační konstantu jsem pak nastavoval zkusmo. Nejlepší dynamiky rozběhu dosáhl motor při zesílení otáčkového regulátoru $P = 3$ a integrační konstantě $I = 300$ ms, obr. 4.3, obr. 4.4.



Graf 4.3 Rozběh naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček, upraveny konstanty otáčkového regulátoru (varianta A)



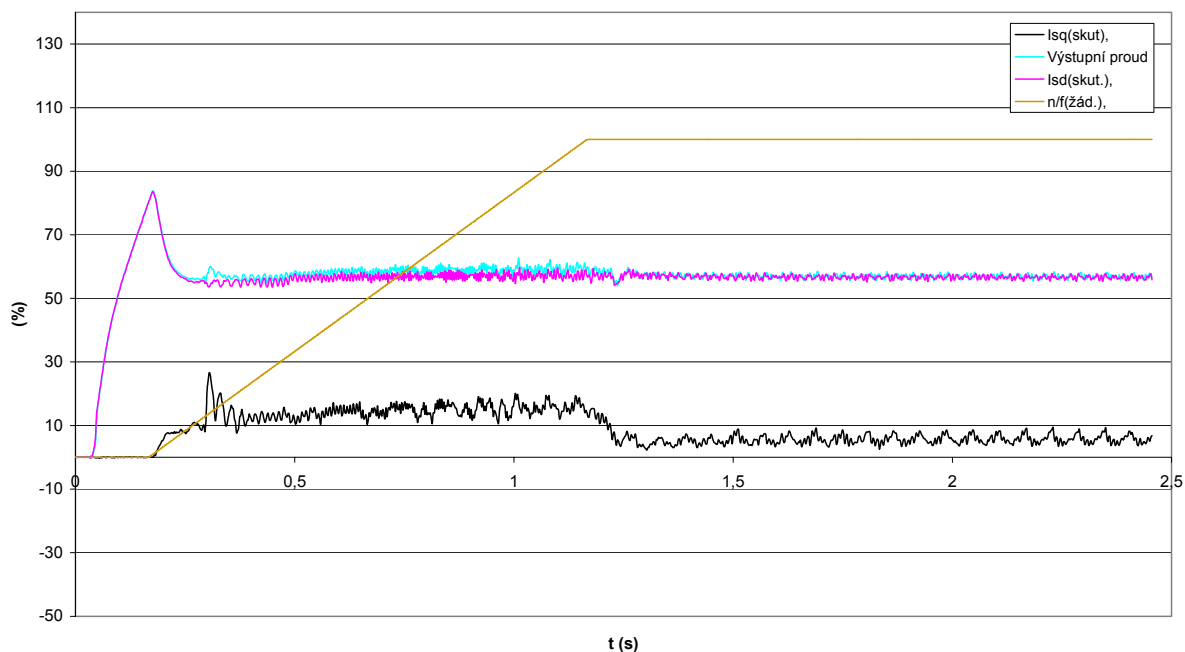
Graf 4.4 Průběhy proudů při rozběhu motoru naprázdno na 100 % jmenovitých otáček naprázdno po úpravě konstant otáčkového regulátoru (varianta A)

Z grafů 4.3 a 4.4 vidíme, že došlo ke značnému zkrácení rozběhu motoru o 1,5 s. Otáčky motoru mají sice překmit, který však dosahuje maximálně 3,5 % a o ustálení můžeme mluvit v čase 0,21 s. Moment motoru již nedosahuje záporných hodnot. Nepříjemným jevem jsou dva prudké poklesy otáček v počátku náběhu, které se žádným způsobem nepodařilo odstranit.

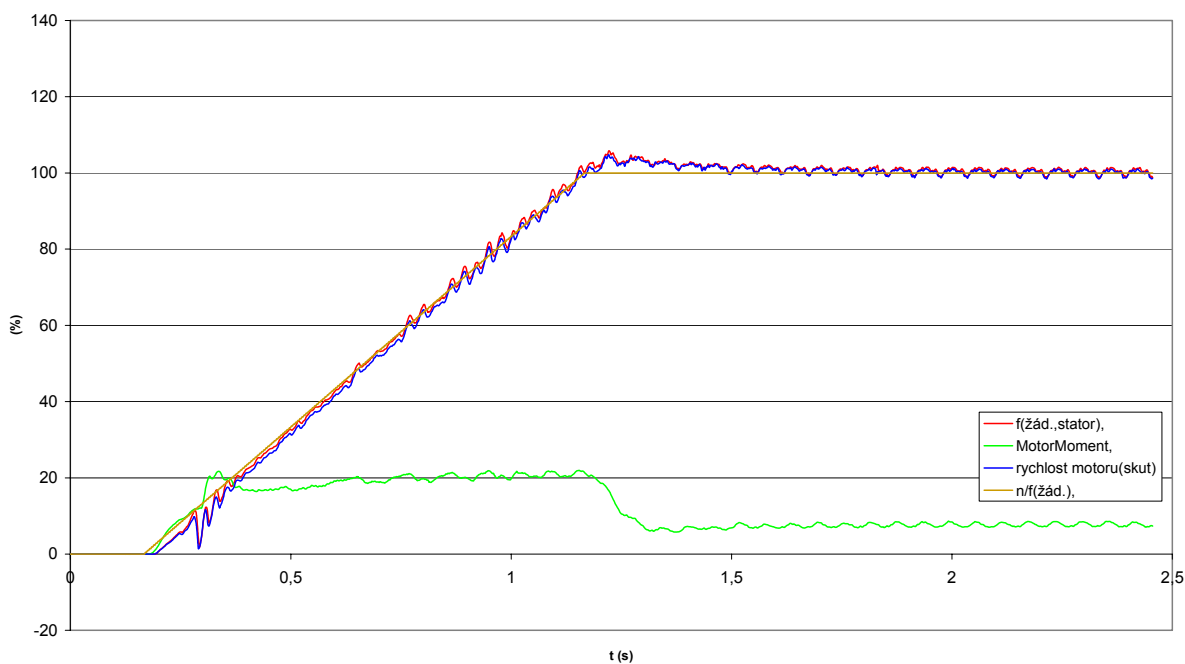
Pokud se podíváme na průběhy proudů, je vidět, že tokotvorná I_{sd} složka opět mírně předbíhá složku momentotvornou I_{sq} . Výstupní proud tentokrát dosahuje až hodnoty 200 %, ale pouze v jednom okamžiku, poté opět prudce klesá.

Pokud jsem se snažil najít příčinu tohoto poklesu, zjistil jsem, že na tento jev má vliv jeden z bloků regulačního schématu, kde se vytváří tzv. automatická hodnota proudového omezení. Blok se nachází v Compendiu str. 370 a jeho úkolem je stanovit maximální momentotvornou složku proudu s ohledem na požadovaný maximální proud a aktuální tokotvornou složku proudu.

Většina průmyslových aplikací však nevyžaduje skokový nárůst otáček, ale postačuje, pokud se motor rozběhne z nulových otáček na požadované za předem stanovenou dobu, pro zajištění této funkce slouží rozběhový člen. Průběhy základních veličin pro nastavený čas rozběhu 1 s je vidět v grafech 4.5 a 4.6.



Graf 4.5. Rozběh naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při použití rozběhové rampy po úpravě konstant otáčkového regulátoru (varianta A)



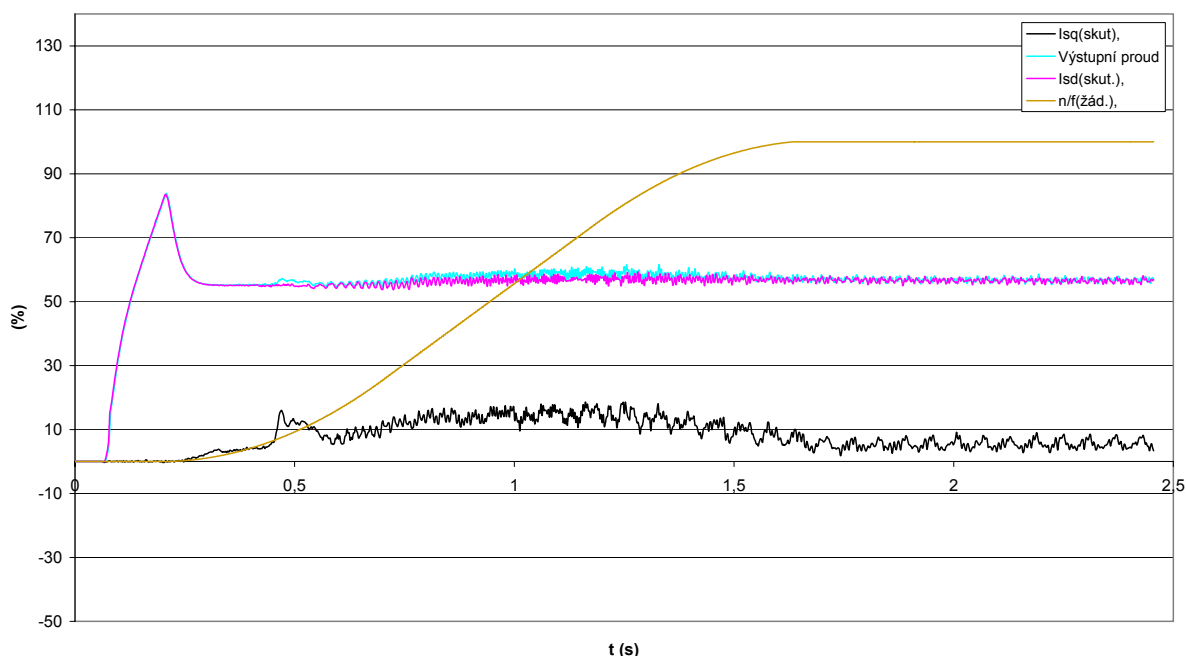
Graf 4.6. Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při použití rozběhové rampy po úpravě konstant otáčkového regulátoru (varianta A)

V grafu 4.5 vidíme, že v určitém předstihu narůstá tokotvorná složka I_{sd} , čímž se vytvoří magnetické pole, a potom dojde i k nárůstu momentotvorné složky proudu I_{sq} , která vytváří moment potřebný k urychlení motoru.

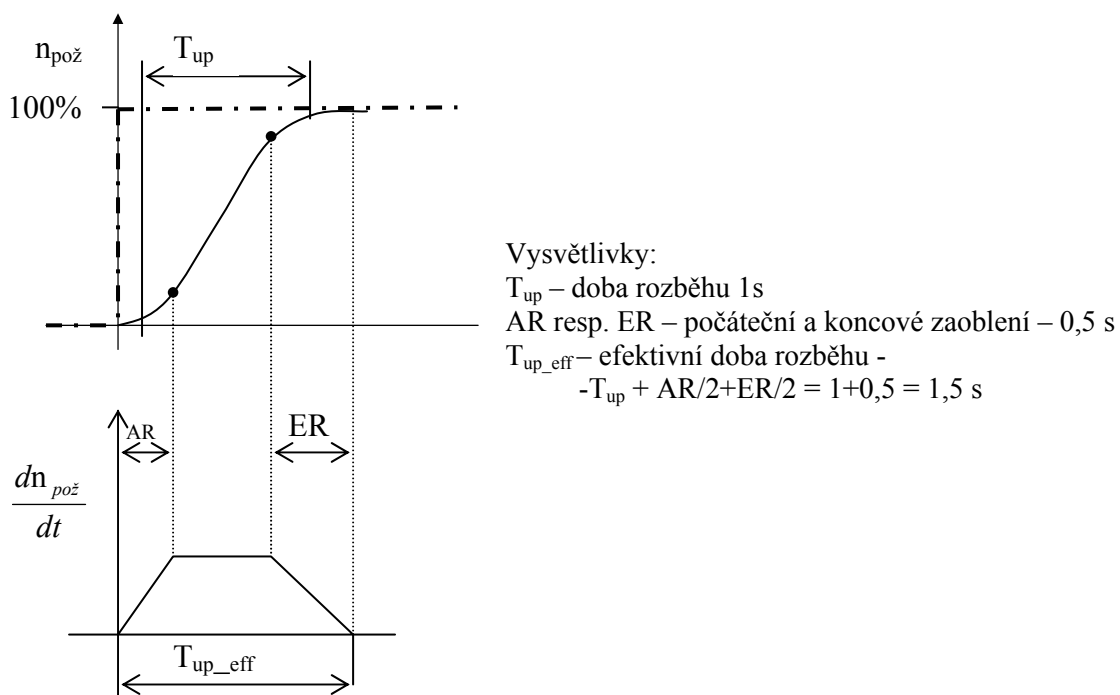
Celkový proud nepřesahuje jmenovitou hodnotu proudu a mimo oblasti nabuzování (oblast rozběhu, před počátkem nárůstu žádané hodnoty, kdy proud je již nenulový) má

konstantní hodnotu kolem 60 %. V grafu 4.6 je průběh momentu a otáček. Pro takto pomalý rozběh otáčky téměř kopírují žádanou hodnotu. Drobné odchylky jsou vidět pouze na začátku a na konci rozběhu. Na počátku rozběhu jsou skutečné otáčky nižší asi o 3,5 % oproti žádané hodnotě a na konci rozběhu jsou skutečné otáčky zhruba o 3,5 % vyšší než je žádaná hodnota. Tuto nepřesnost způsobují první a poslední bod rozběhové křivky, neboť to jsou body matematické nespojitosti, kdy dochází ke skokové změně zrychlení. V některých případech je tato skutečnost nepřijatelná, neboť jejím výsledkem je počáteční a koncové trnutí. Měníč Simovert umožňuje uvedenému jevu předcházet definováním tzv. počátečního a koncového zaoblení rozběhové křivky, tzv. S-křivka (grafy 4.7 a 4.8).

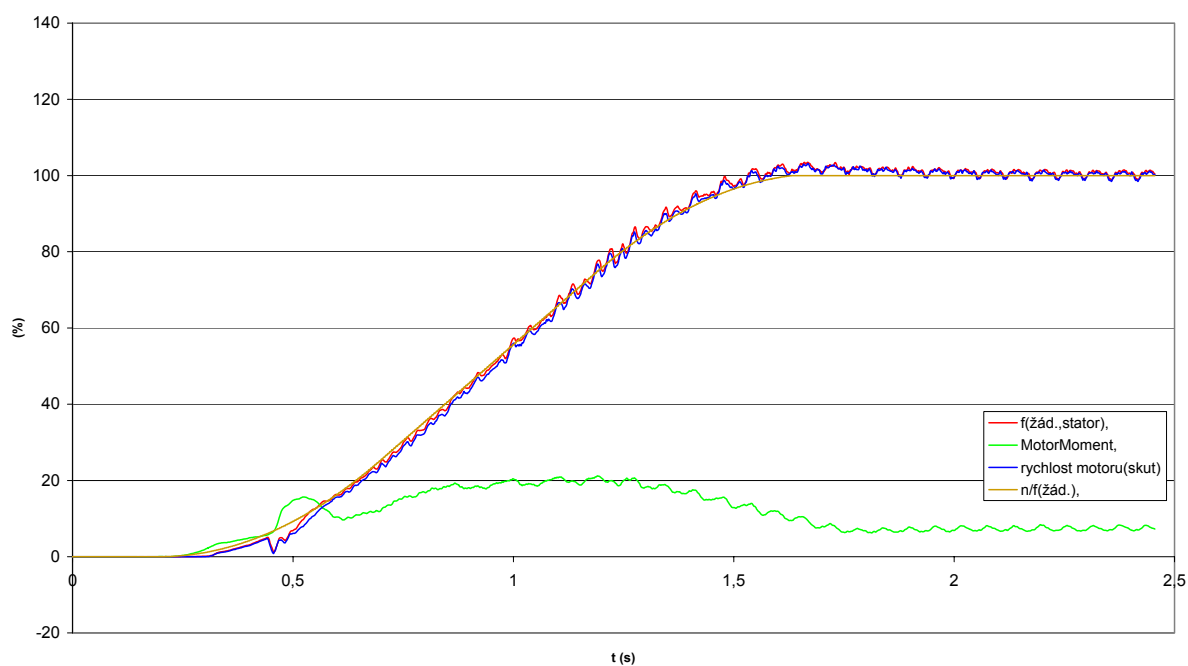
Přestože doba rozběhu byla v obou případech stejná, definováním počátečního a koncového zaoblení dojde k prodloužení doby rozběhu (obr. 4.2). Průběhy jednotlivých sledovaných veličin jsou velmi podobné jako v předchozím případě. Nároky na dynamiku jsou při tomto způsobu rozběhu podle rozběhové rampy ještě nižší než v předchozím případě, a rozdíl mezi požadovanou a skutečnou hodnotou otáček se projeví hlavně na počátku a na konci rozběhu.



Graf 4.7. Průběhy proudů při rozběhu naprázdno na 100 % n_n při použití rozběhové rampy a počátečního a koncového zaoblení, po úpravě konstant otáčkového regulátoru (varianta A)



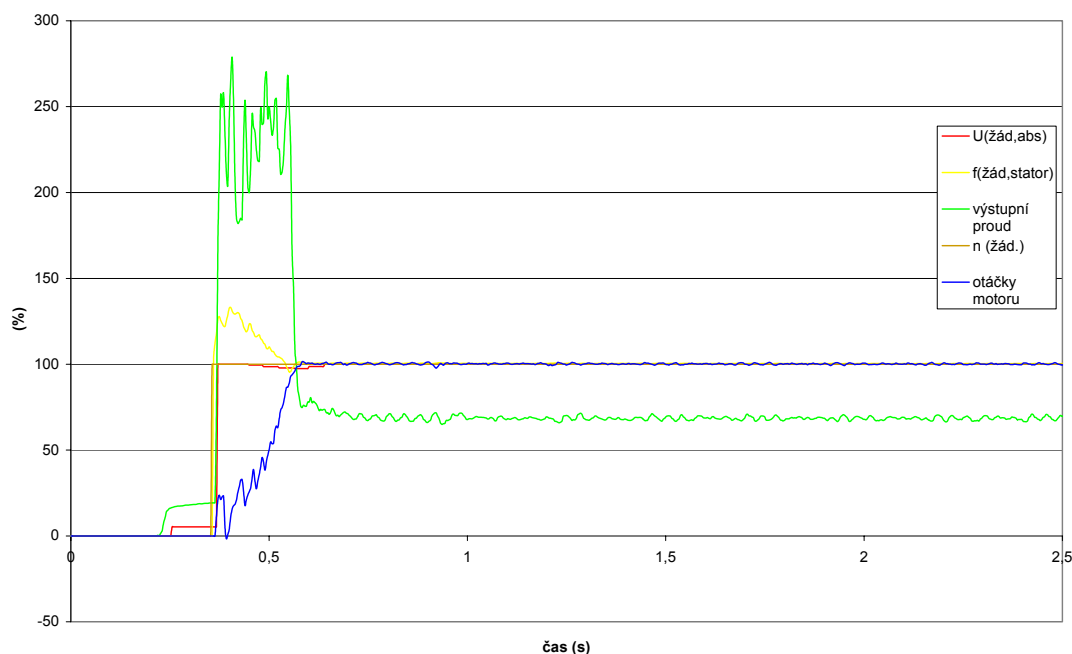
Obr. 4.2 Vysvětlení efektivní doby rozběhu



Graf 4.8. Rozběh naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při použití rozběhové S - křivky upraveny konstanty otáčkového regulátoru (varianta A)

4.1.2. Měření naprázdno v režimu skalárního řízení s čidlem otáček (B)

Blokové schéma skalárního řízení a jeho popis je uveden v kap.1.4.1. Při změně režimu řízení jsem provedl automatickou parametrizaci tak, jak je doporučeno v Compendiu. Hodnoty otáčkového regulátoru se automaticky nastavily na $P = 4$ a $I = 300$ ms. Průběhy základních veličin při skokovém požadavku na rozběh z 0 na 100 % otáček jsou v grafu 4.9.



Graf 4.9 Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % n_n bez použití rozběhového členu (var.B)

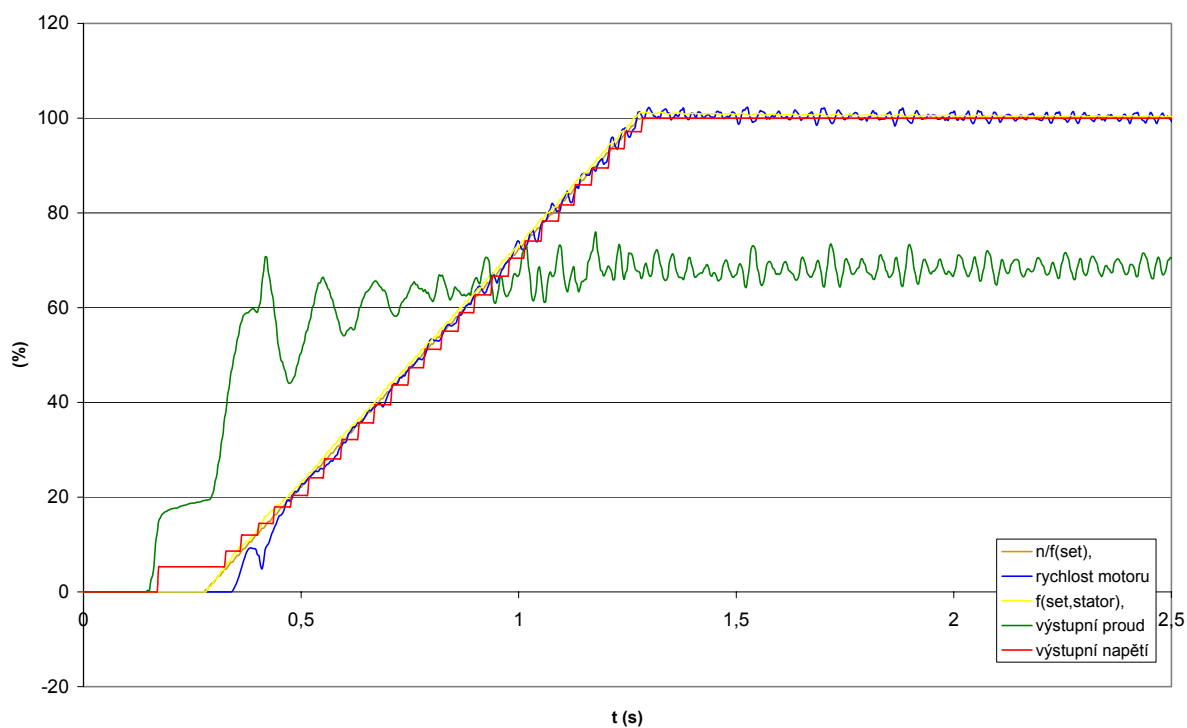
Z grafu je vidět, že proud motoru dosáhne při rozběhu hodnoty 250 % I_n proudu jmenovitého, což odpovídá proudu 9,75 A. Proud není nijak omezen na maximální hodnotou, kterou určuje uživatel nastavením proudového omezení. U skalárního řízení se neuplatňuje žádný výpočtový blok, který by způsobil nepředpokládané snížení maximální hodnoty výstupního proudu měniče jako u vektorového řízení. Důsledkem toho je, že doba rozběhu motoru naprázdno je srovnatelná jako u vektorového řízení, a pokud nedojde u vektorového řízení k úpravě parametrů, je dokonce kratší.

Z grafu je dále patrné, že průběh frekvence statorového řízení se mění podle okamžitých otáček a tudíž podle okamžitého skluzu motoru. Na počátku, když se motor rozbíhá, napájí měnič AM frekvencí vyšší než je frekvence jmenovitá a dosahuje svého maxima. Tím dojde k velkému rozdílu mezi frekvencí statorového magnetického pole a otáčkami rotoru. Tento rozdíl má za následek velkou hodnotu skluzu a dojde ke vzniku velkého proudu v motoru. S postupným nárůstem otáček dochází k poklesu skluzu a ke snížení statorové frekvence na jmenovitou hodnotu 50 Hz a ke snížení hodnoty statorového proudu.

Bohužel při skalárním řízení je z výpočtu vyřazen blok na měření momentotvorné složky proudu I_{sq} , a tudíž není možné zaznamenávat ani moment. Pokud chce uživatel zjistit průběh momentu, musí přistoupit k jiné metodě měření.

Pokud bychom se zaměřili na vliv konstant otáčkového regulátoru, tak vliv integrační složky na dobu rozběhu je téměř nulový. Při nižších hodnotách integrační konstanty 20 – 100ms však docházelo k nárůstu kmitání. Při zvyšování proporcionální složky docházelo nejprve ke zkrácení doby rozběhu o 10 ms, ovšem při hodnotách kolem 5 ms byl již systém nestabilní.

V grafu 4.10 je průběh základních veličin při rozběhu s využitím rozběhové rampy, při nastavené době rozběhu 1s.

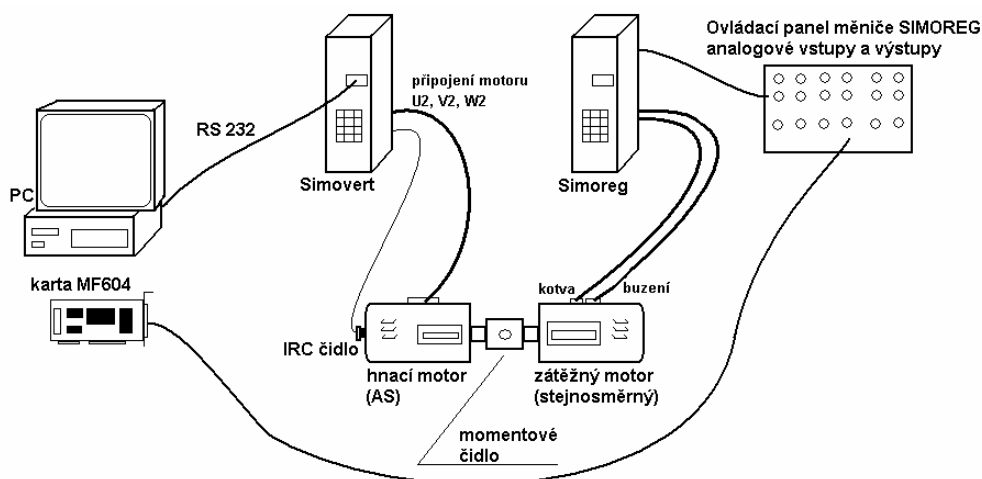


Graf 4.10. Rozběh motoru při použití rozběhového členu (varianta B)

Z grafu č.4.10 vyplývá, že proud nedosahuje při rozběhu ani jmenovité hodnoty 100 %, tudíž je tento způsob rozběhu mnohem šetrnější k motoru. Frekvence, napětí statoru a napájecí proud mají podobný průběh a narůstají podle požadované hodnoty otáček.

4.2. Měření při zatížení

Blokové schéma při řízeném zatěžování je na obr. 4.3



Obr. 4.3 Blokové schéma při řízeném zatěžování

Měnič Simover je, stejně jako v předchozím případě, připojen sériovým rozhraním RS – 232 k počítači PC. Měnič napájí a ovládá hnací asynchronní motor. Průběhy požadovaných veličin jsou zaznamenávány prostřednictvím programu Simovis/Drivemonitor do počítače. Jako řízená zátěž je použit stejnosměrný motor s cizím buzením, který je napájen řídicí jednotkou SIMOREG firmy SIEMENS.

Nastavení Simoregu se provádí pomocí ovládacího panelu na měniči nebo pomocí programu Simovis, odkud lze nastavovat velikost žádané hodnoty zátěžného momentu. Další možností zadávání požadované hodnoty je pomocí analogových vstupů. Na ty je možné zapojit např. potenciometr nebo libovolný zdroj signálu s výstupním napětím ± 10 V, např. kartu Humusoft MF 604. Měření při zatížení je tedy ovlivněno momentem zátěžného motoru a mechanickými vlastnostmi spojení obou hřídelí.

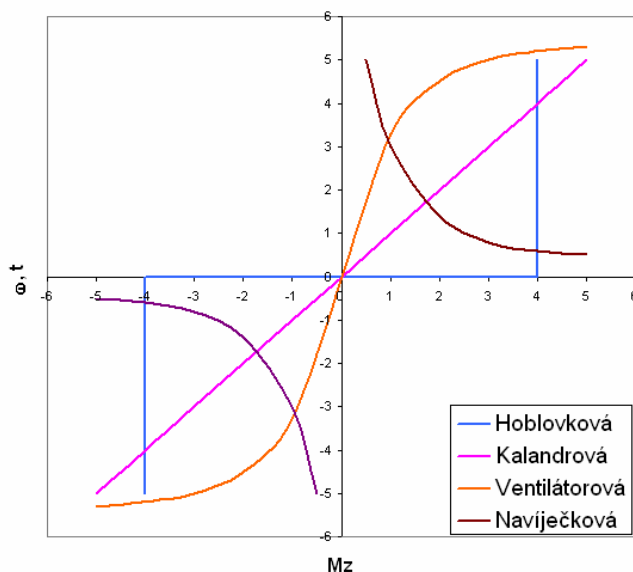
S využitím výše uvedených prostředků: Stejnosměrný motor – Řízený usměrňovač – Multifunkční karta – Matlab Simulink je možné asynchronní motor zatěžovat několika způsoby:

1. zátěžný moment je funkcí času $M_z = f(t)$, nebo otáček $M_z = f(\omega)$
2. podle zátěžné charakteristiky (hobloková, kalandrová, ventilátorová atd.) obr. 4.4.
3. podle charakteru regulované veličiny (otáčky, moment)

Podle normy ČNS 34 16 10 Elektrický silnoproudý rozvod v elektrických provozovnách se dělí rozběhy motorů na:

1. lehké, pokud trvají do 4 s,
2. normální, pokud trvají do 8 s,
3. těžké, které trvají do 60 s.

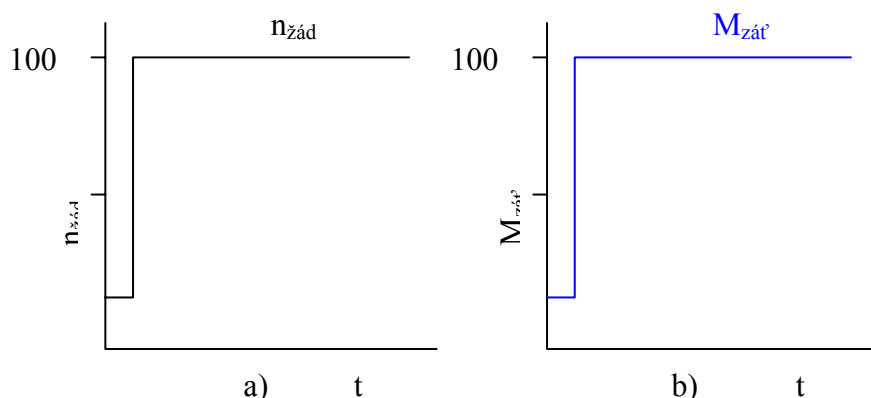
Předpokládá se, že rozběhový proud může dosáhnout pěti až sedminásobku I_n . Žádný z rozběhů, které jsem měřil na daném soustrojí, nepřekročil dobu rozběhu 4s a proud byl maximálně dvojnásobek I_n měniče.



Obr. 4.4 Příklady charakteristik zátěžného momentu

Přímé řízení momentu stejnosměrného motoru, které je určeno k udržení konstantního momentu na hřídeli motoru, umožňuje následující dva způsoby zatěžování:

1. Změnu momentu při konstantních otáčkách pohonu, při čemž sledujeme odezvu (obr. 4.5a),
2. Změna otáček při konstantním zátěžném momentu, a opět sledujeme rychlost odezvy (obr. 4.5b).



Obr. 4.5 Průběhy žádaných otáček a zátěžného momentu při měření

4.2.1. Měření při zatížení v režimu vektorového řízení s čidlem otáček (A)

Tato kapitola ukazuje chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při výše uvedených způsobech zatěžování.

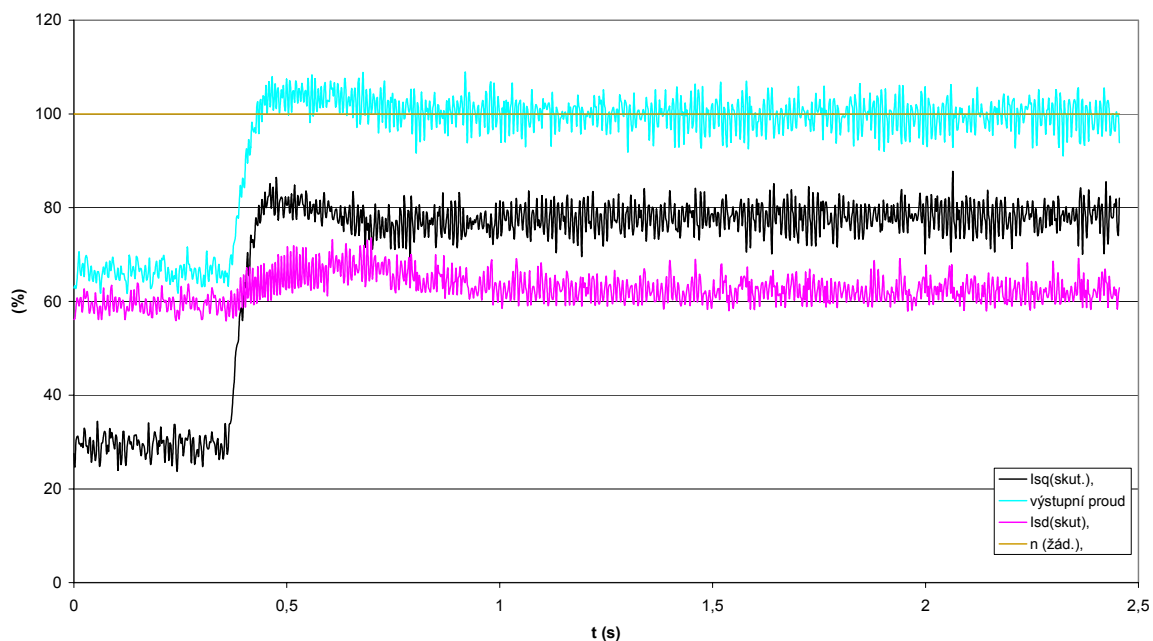
Při měření byly zaznamenávány stejné veličiny jako při měření naprázdno (kap 4.1). Všechna měření jsou provedena po automatické parametrizaci měniče a po úpravě konstant otáčkového regulátoru tak, aby doba rozběhu naprázdno byla nejkratší.

Grafy 4.11 a 4.12 ukazují, jak se chová motor při změně zatížení z 10 na 100 %, požadované otáčky byly konstantní na hodnotě 100 %, obr. 4.5b. Tento zátěžový skok může simulovat praktický případ, při kterém motor pohání dopravní pás. 10 % zátěž odpovídá stavu, při kterém pás jede naprázdno a 100 % zátěž odpovídá stavu, při kterém je dopravník plně naložen.

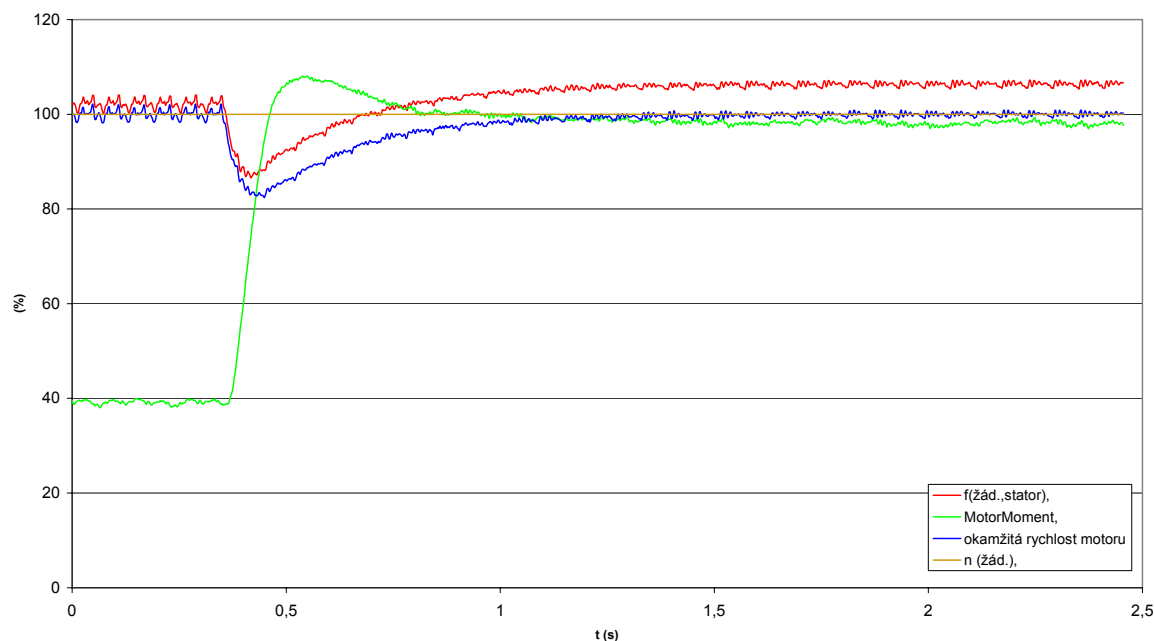
Z obou grafů vyplývají následující skutečnosti. Podle očekávání při nárůstu zatížení prudce roste momentotvorná složka proudu a mírně vzrůstá i tokotvorná složka. Jejich vektorovým součtem dostáváme celkovou hodnotu proudu, která mírně překračuje hodnotu 100 % (modrá křivka v grafu 4.11), tj. jmenovitý proud motoru. Pokud jsem se pokoušel dosáhnout zvýšení tohoto proudového překmitu zjistil jsem, že je určen výstupní maximální hodnotou proudu z bloku „Automatická hodnota proudového omezení“, která se již nedá ovlivnit.

Důsledky jsou vidět na grafu 4.12. Především dochází k poklesu požadované statorové frekvence motoru. S tím souvisí pokles otáček motoru. Teprve potom dojde k nárůstu momentu motoru, který dosáhne svého maxima a potom se ustálí. Se vzrůstem momentu motoru narůstají otáčky na n_n .

Na první pohled je tedy vidět, že měnič brání i krátkodobému přetížení motoru snížením statorové frekvence, čímž dojde k poklesu otáček.

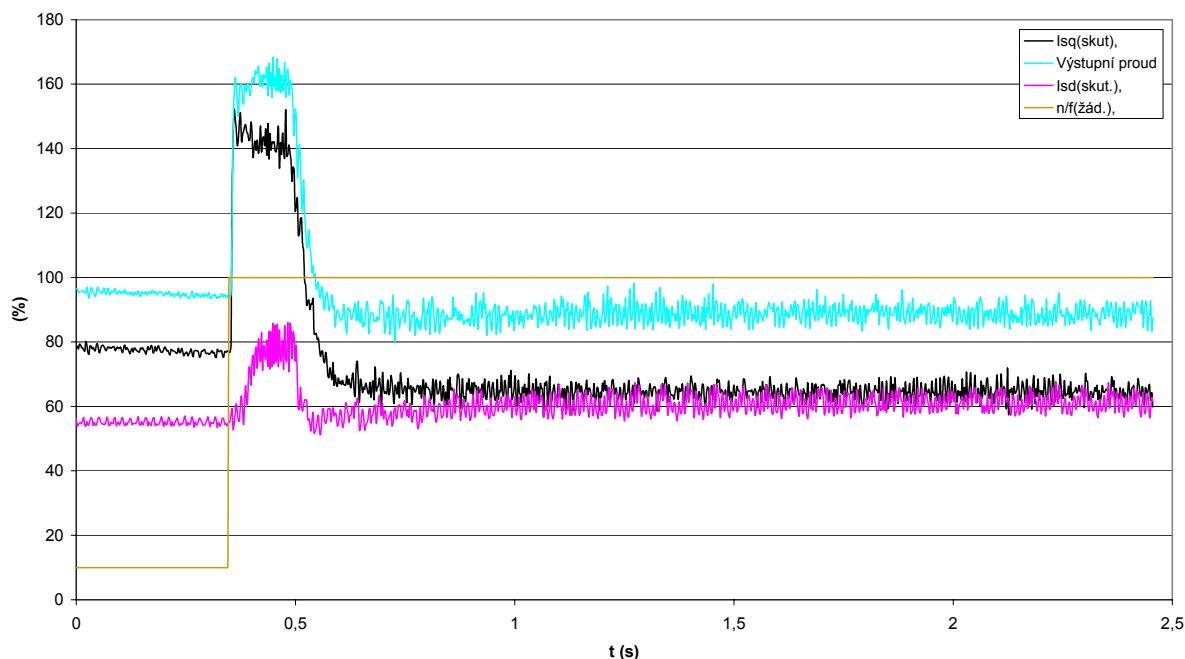


Graf 4.11 Průběhy proudů při změně zatížení z 10 na 100 %, žádaná hodnota otáček 100 % (varianta A)

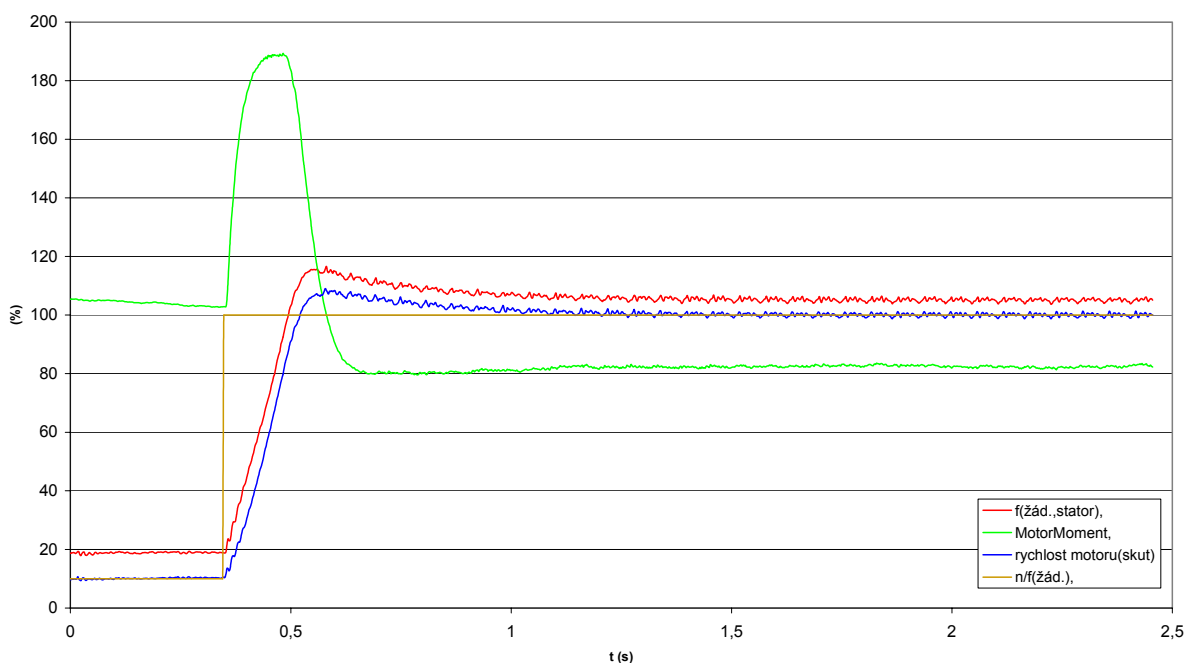


Graf 4.12. Průběhy mechanických veličin motoru při změně zatížení z 10 na 100 %, požadované jmenovité otáčky (varianta A)

Na grafech 4.13 a 4.14 je další způsob zatěžování, které umožňuje přímé řízení zátěžného momentu stejnosměrného motoru, tj. nárůst požadované hodnoty otáček asynchronního motoru při konstantním zatížení.



Graf 4.13 Průběhy proudů při změně otáček z 10 na 100 % při konstantním jmenovitém zatížení (varianta A)



Graf 4.14 Průběhy momentu, statorové frekvence a rychlosti motoru při změně požadovaných otáček z 10 na 100 % při konstantním jmenovitém zatížení (varianta A)

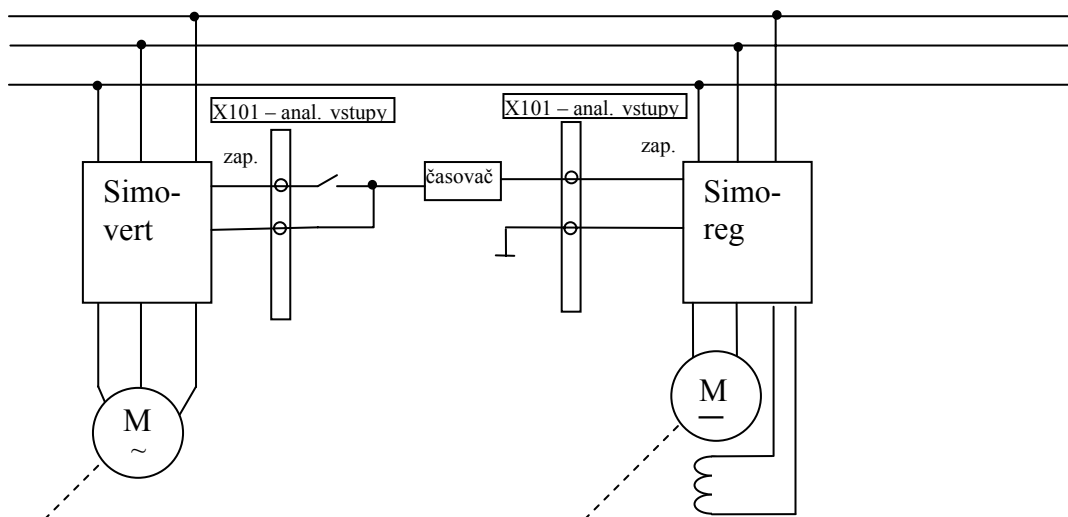
Z průběhů proudů je zřejmé, že po skokovém požadavku na zvýšení otáček dochází ke skokovému nárůstu momentotvorné složky proudu. Tokotvorná složka proudu narůstá také,

ale až po určité prodlevě. Celkový výstupní proud se v průběhu přechodového děje pohybuje na úrovni 160 % jmenovitého proudu.

V grafu 4.14 je nárůst momentu při požadavku na zvýšení otáček a jeho následný pokles dokonce pod původní hodnotu. Z tohoto grafu je dále patrné, že okamžité otáčky motoru určuje statorová frekvence. Nárůst otáček není skokový, protože motor překonává zátěžný moment.

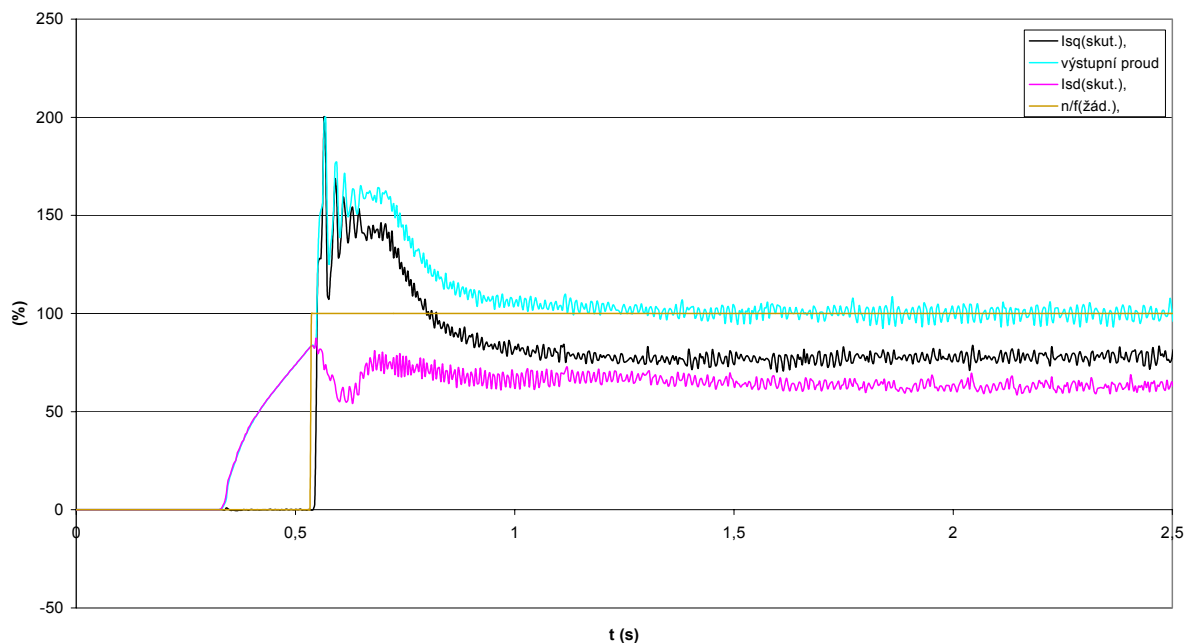
Pokud chceme zjistit chování asynchronního motoru s měničem Simovert se zátěží při rozběhu, což může v praxi znamenat rozběh motoru s trvale připojeným poháněným zařízením, nevystačíme již se základními ovládacími mechanismy. Je potřeba vyřešit problém vhodného okamžiku připojení stejnosměrného motoru. V našem uspořádání pohonu není možné nejprve pustit stejnosměrný motor a po jeho rozběhu motor asynchronní. Stejnosměrný motor pracuje jako zátěž v momentové smyčce, tzn. že se na hřídeli udržuje konstantní moment. Této vlastnosti se dosáhne tak, že je vyřazen otáčkový regulátor a stejnosměrný motor pracuje s uzavřenou smyčkou proudu. Žádaná hodnota momentu odpovídá proudu, který motorem má protékat. Potřebný proud bude protékat pouze pokud bude na kotvě dostatečně velké napětí. Podle hodnoty napětí se však mění i otáčky, a proto pokud k takto nastavenému motoru není připojen žádný protimoment, má SS motor tendenci se roztočit na velmi vysoké otáčky, které jsou však vyšší než maximální dovolené otáčky motoru, a tak následně dojde k jeho odpojení.

To znamená, že SS motor v momentové vazbě není možné zapnout bez protizátěže, kterou je v tomto případě hnací asynchronní motor. Řešení uvedeného problému spočívalo v současném zapnutí frekvenčního měniče i řízeného usměrňovače. Jak se však pozdějším měřením ukázalo, ani toto opatření nebylo dostatečně účinné, neboť frekvenční měnič má mnohem delší prodlevu mezi zapnutím motoru a jeho vlastním rozběhem než řízený usměrňovač se stejnosměrným motorem. Výsledkem této prodlevy byla skutečnost, že než došlo k rozběhu asynchronního motoru, stejnosměrný motor byl už v otáčkách a asynchronní motor musel nejprve překonat setrvačný moment roztočeného stejnosměrného motoru a teprve potom se roztáčet ve správném směru. Takovýto postup však neodpovídal reálné situaci rozběhu asynchronního motoru se zátěží.

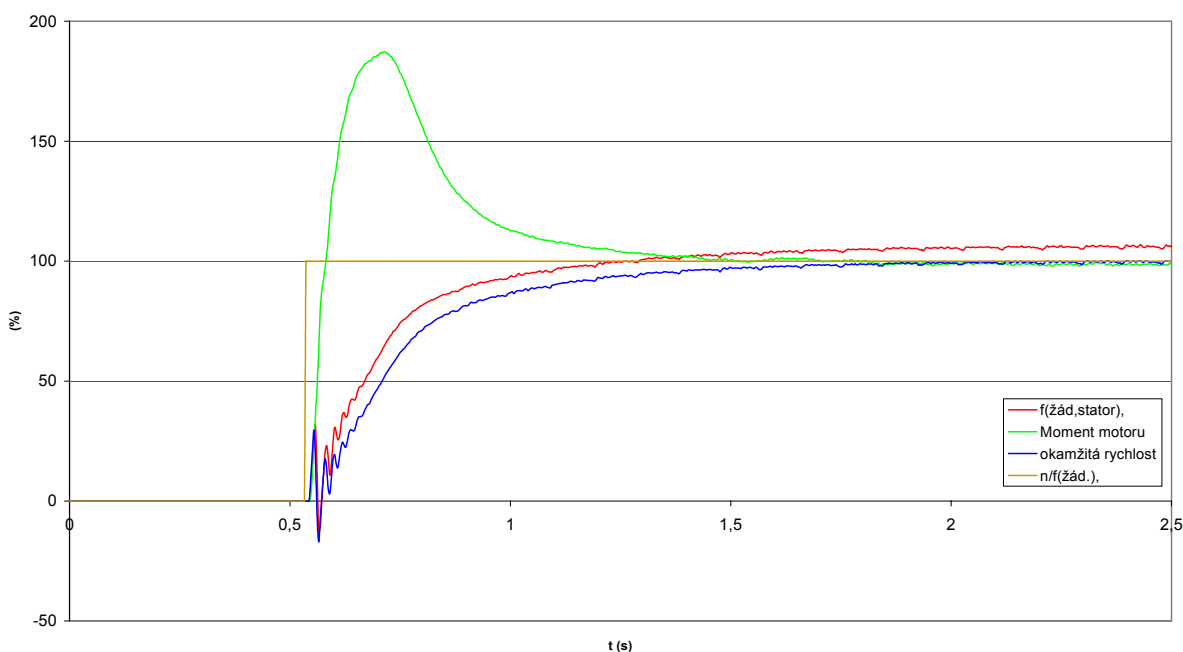


Obr. 4.6 Spouštění motoru a zátěžného momentu pomocí analogových vstupů pro měření rozběhu motoru se zátěží

Řešením bylo vložení zpožďovacího členu, který způsobil prodlevu mezi zapnutím frekvenčního měniče a řízeného usměrňovače, obr. 4.6. Potom při nastavení časového zpoždění 185 ms se již celá soustava chová reálně, grafy 4.15 a 4.16.



Graf 4.15 Rozběh motoru na jmenovité otáčky se jmenovitým zatížením (varianta A)



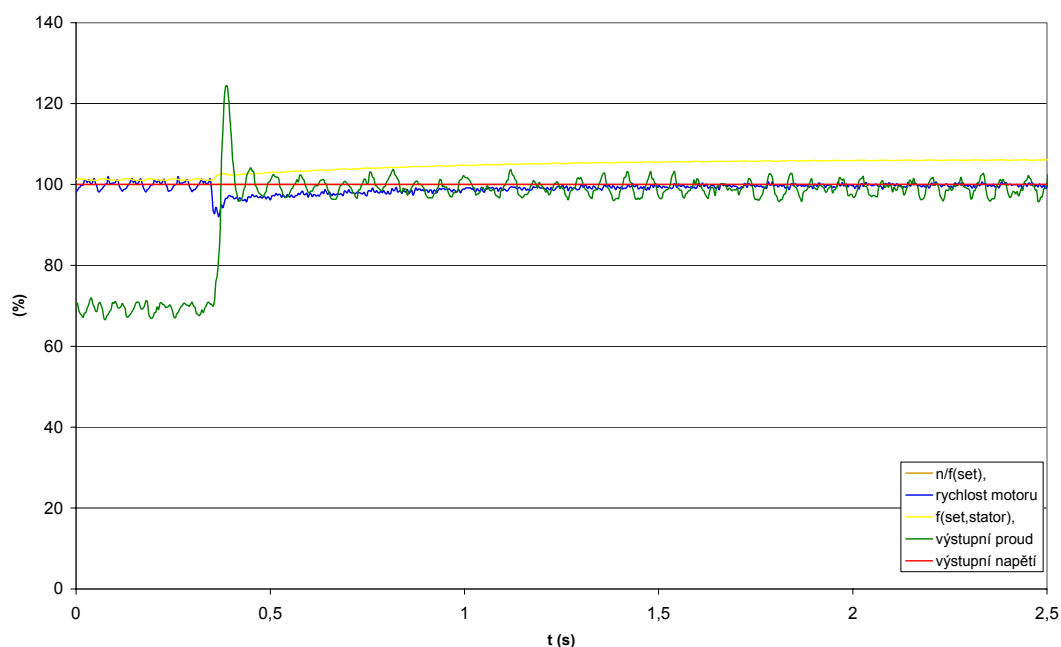
Graf 4.16 Rozběh motoru při jmenovitém zatížení (mech. veličiny) (varianta A)

Z grafů vidíme, že výstupní proud měniče (graf 4.15) dosáhne špičkově 200 % proudu jmenovitého, ale potom velmi rychle klesá. Nejkritičtější období rozběhu motoru setrvává na hodnotě kolem 160 %. Motor dosáhne požadovaných otáček za méně než 1,75 s (graf 4.16). Moment motoru dosáhne maxima na úrovni 165 % a potom klesá na ustálenou hodnotu 100 % (graf 4.16). Statorová frekvence je z důvodu trvalé zátěže v procentních hodnotách vyšší než okamžité otáčky (graf 4.14).

4.2.2. Zatížený motor při skalárním řízení s čidlem otáček (B)

Podmínky měření byly stejné, jako při zatěžování asynchronního motoru s měničem při vektorovém řízení. Konstanty regulátoru otáček byly nastaveny tak, aby motor při rozběhu dosahoval největší dynamiky, $P = 4$; $I = 400\text{ms}$.

V grafu 4.17 je vidět průběh základních veličin při skokovém nárůstu zatížení, když žádané otáčky byly na jmenovité hodnotě.



Graf 4.17. Skokový nárůst zátěže z 10 na 100 % jmenovitého zatížení při jmenovitých otáčkách (varianta B)

Z grafu je patrný pokles otáček při nárůstu zatížení, tím dojde ke zvýšení skluzové frekvence, což má za následek nárůst proudu. Následný pokles proudu je možný při nárůstu požadované statorové frekvence. Hodnota statorového napětí zůstává po celou dobu přechodového děje konstantní na jmenovité úrovni.

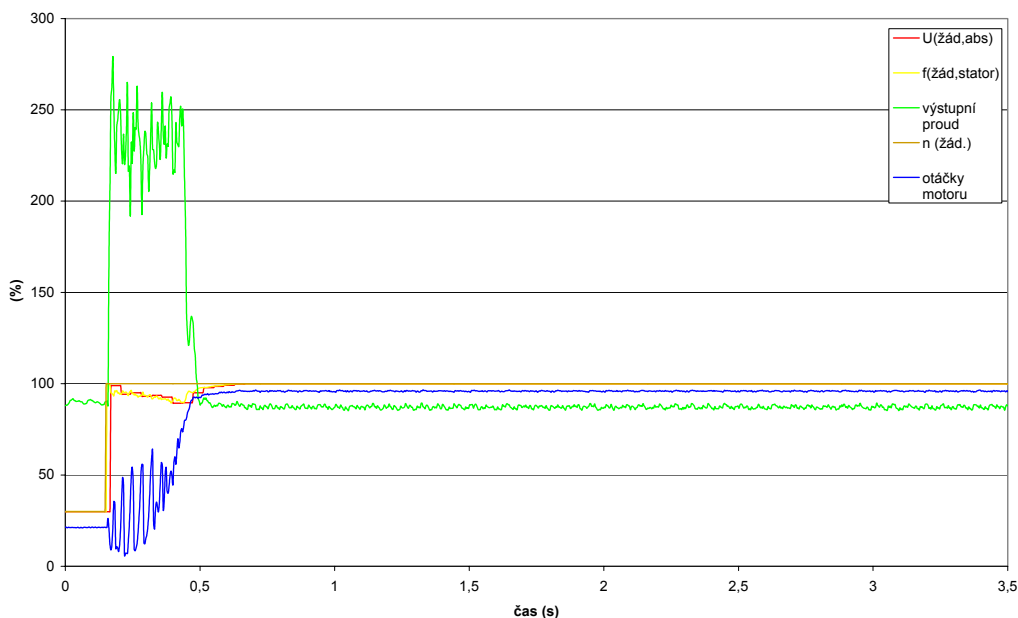
Pokud srovnáme grafy 4.12 a 4.17 vidíme, že pokles otáček je při vektorovém řízení mnohem větší než u skalárního. Doba ustálení otáček na jmenovité hodnotě je u vektorového řízení přibližně 1 s a u řízení skalárního je přibližně 1,2 s. Regulačního optima, což je stav, kdy regulační odchylka otáček je menší než 4 %, dosahuje skalární řízení za 0,11 s a vektorové řízení až za 0,45 s. Na druhou stranu dochází u vektorového řízení k menšímu proudovému překmitu (vektorové řízení 5 %, skalární řízení 24 %). U obou typů řízení je zcela rozdílný průběh napájecí statorové frekvence. Zatímco při řízení skalárním statorová frekvence narůstá, u řízení vektorového narůstá také, ale předtím dojde k jejímu poklesu.

Pokud jsem chtěl provést další měření při zatížení tj. nárůst otáček při jmenovitém zatížení, což při vektorovém řízení nebyl žádný problém, u řízení skalárního jsem narazil na následující komplikaci, docházelo k vypínání měniče v důsledku chyby F011 – nadproud. Abych mohl vysledovat, co se v měniči děje a mohl srovnat chování motoru při skalárním a vektorovém řízení, bylo nutné snížit zátěžný moment, ale to ještě stále nestačilo. U skalárního řízení se projevoval větší sklon momentové charakteristiky a při 75 % zátěži motor udržel otáčky až při požadovaných otáčkách na úrovni 30 %. Výsledné průběhy jsou na grafu 4.18.

Ihned je zřejmá příčina poruchy F011, hlášená měničem. Po požadavku na zvýšení otáček dojde k prudkému nárůstu proudu téměř na dvaapůlnásobek I_n , tj. na 9,75 A. Jmenovitý proud měniče je však pouze 6,1 A. Měnič sám snese určitou krátkodobou

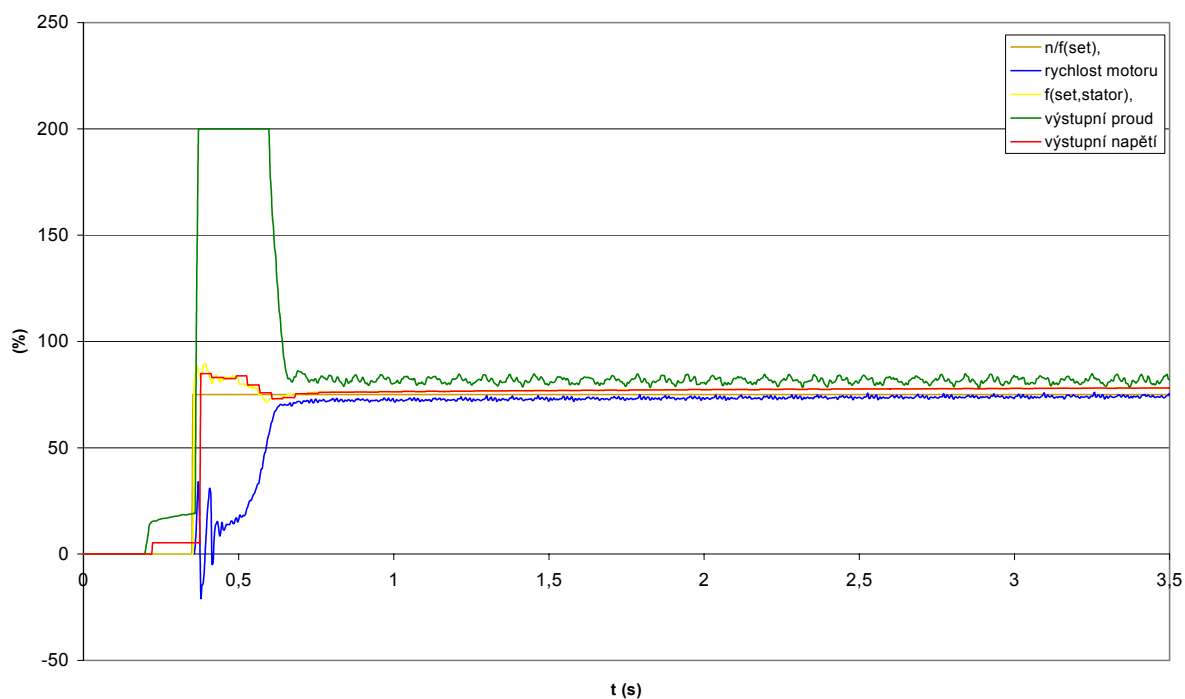
přetížitelnost, (výrobce udává 136 % I_n po dobu 60 s a 160 % po dobu 30 s) ovšem velikost proudu potřebná ke zvýšení otáček při jmenovité zátěži je větší, a proto měnič motor vypne, aby nedošlo ke zničení výkonových polovodičových členů.

Průběh frekvence reaguje na nárůst zatížení tak, že dojde ke skokové změně, potom frekvence mírně klesá, patrně v důsledku velkého proudového přetížení, čímž dojde k nárůstu otáček. Po dosažení požadovaných otáček stoupá frekvence na novou ustálenou hodnotu.



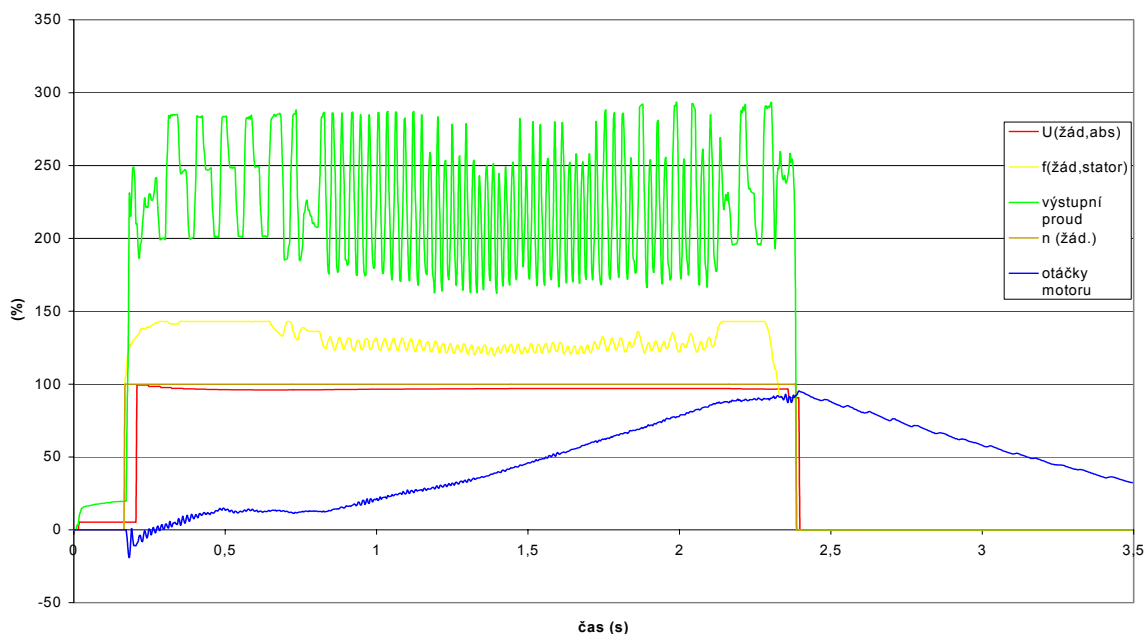
Graf 4.18 Průběhy základních veličin v módu skalárního řízení s čidlem otáček při skokovém nárůstu otáček z 30 a 100 % při zatížení 75 % (varianta B)

Poslední měření při zatížení, uvedené pro srovnání, je rozběh motoru se zatížením, které odpovídá např. rozjezdu plně naloženého dopravníku. Protože v tomto případě jsou nároky na motor ještě větší než v předchozím případě, byl opět zátěžný výkon pouze 75 %. I přesto byly dynamické nároky velmi vysoké a měnič se stále vypínal v důsledku nadproudu. Proto jsem musel snížit i konečné požadované otáčky na hodnotu 75 % jmenovitých. Opět bylo nutné využít zpožděného zapnutí zátěžného motoru, obr. 4.6. Výsledné průběhy jsou na grafu 4.19. V tomto grafu bych ukázal na příčinu možné chyby měření v důsledku nevhodně nastaveného vztažného proudu. Frekvenční měnič Simovert je schopen zaznamenat pouze hodnoty v rozsahu ± 200 % vztažné hodnoty. Pokud je tato hodnota zvolena příliš nízká a skutečná hodnota je vyšší než dvojnásobek vztažné hodnoty, pro měnič Simovert jsou všechny hodnoty, které jsou vyšší než dvojnásobek vztažné hodnoty rovné 200 %, přestože ve skutečnosti je tomu jinak. V předchozích případech měření byl vztažný proud nastaven na hodnotu, která odpovídala dvojnásobku jmenovitého proudu motoru. Při zpracování grafů na to bylo pamatováno, a tak v grafech skutečně hodnota 100 % odpovídá jmenovitému proudu. V tomto případě byl vztažný proud roven proudu jmenovitému a podle grafu by se zdálo, že hodnota proudu je omezena na dvojnásobek proudu jmenovitého a měnič vyšší hodnotu proudu nevyvine. Z předchozích měření však víme, že měnič je schopen vyvinout i hodnoty vyšší než je 7,8 A, tj. větší než I_n měniče.



Graf 4.19 Rozběh motoru na 75 % n_n s momentem 75 % M_n
(varianta B)

Průběhy základních veličin jsou velmi podobné jako v předchozím případě. Při rozběhu motoru se zatížením měnič udržuje poměr U/f konstantní, jak vyplývá z průběhu napětí a frekvence, graf 4.19, neboť průběh napětí je téměř totožný s průběhem frekvence.



Graf 4.20 Rozběh z 0 na 100 % n_n při 75 % M_n
(varianta B)

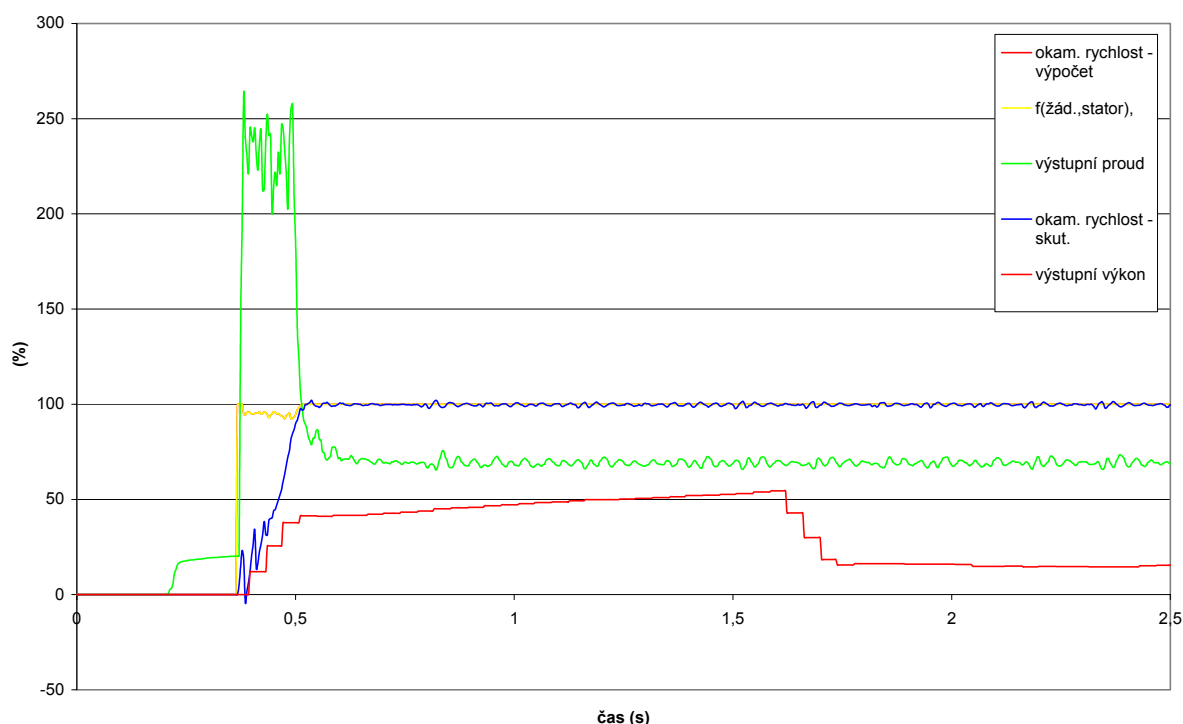
V grafu 4.20 je pokus o rozběh motoru na jmenovité otáčky se zátěží. Z grafu je patrné, že se měnič snaží o snížení proudu, jestliže však dynamické nároky přetrvávají, dojde po necelých 2,5 s k vypnutí měniče.

4.3. Vlastnosti motoru s frekvenčním měničem bez čidla otáček

Protože ceny otáčkových čidel mohou tvořit nezanedbatelnou část nákladů při pořizování nového pohonu, snaží se výrobci měničů vytvořit řídicí strukturu tak, aby bylo možné provozovat pohon bez získávání aktuální hodnoty otáček otáčkovým čidlem. Řídicí struktura skalárního řízení bez čidla otáček (varianta D) je v kap 1.4.1 na obr. 1.4.1.

Uvedu zde chování motoru při rozběhu se skalárním a s vektorovým řízením pro případ, že není použito čidlo otáček asynchronního motoru, protože je jednoduché zajistit stejné podmínky měření jako v případech řízení s čidlem otáček a je pak možné jednoduché srovnání. Elektrické i mechanické veličiny byly snímány stejně jako v případech s čidlem otáček s tím rozdílem, že zde jsou dvě hodnoty otáček. Jedna je z otáčkového čidla zobrazitelná pod konektorem KK091, se kterou měnič nepracuje a druhá je hodnota otáček, zjištěná měničem pod konektorem KK148 určená pro regulaci. Na ukázkou je uveden průběh výkonu, který měnič umožňuje také zaznamenávat. Je vidět, že hodnota výkonu je filtrována filtrem uvnitř měniče (schéma 286 v Compendiu) se značnou časovou konstantou, $\tau = 1,25$ ms, a proto průběh výkonu je pro tyto zkoumané případy rychlých dynamických změn nevyhovující.

V grafu 4.21 jsou průběhy základních veličin motoru při skalárním řízení bez čidla otáček.

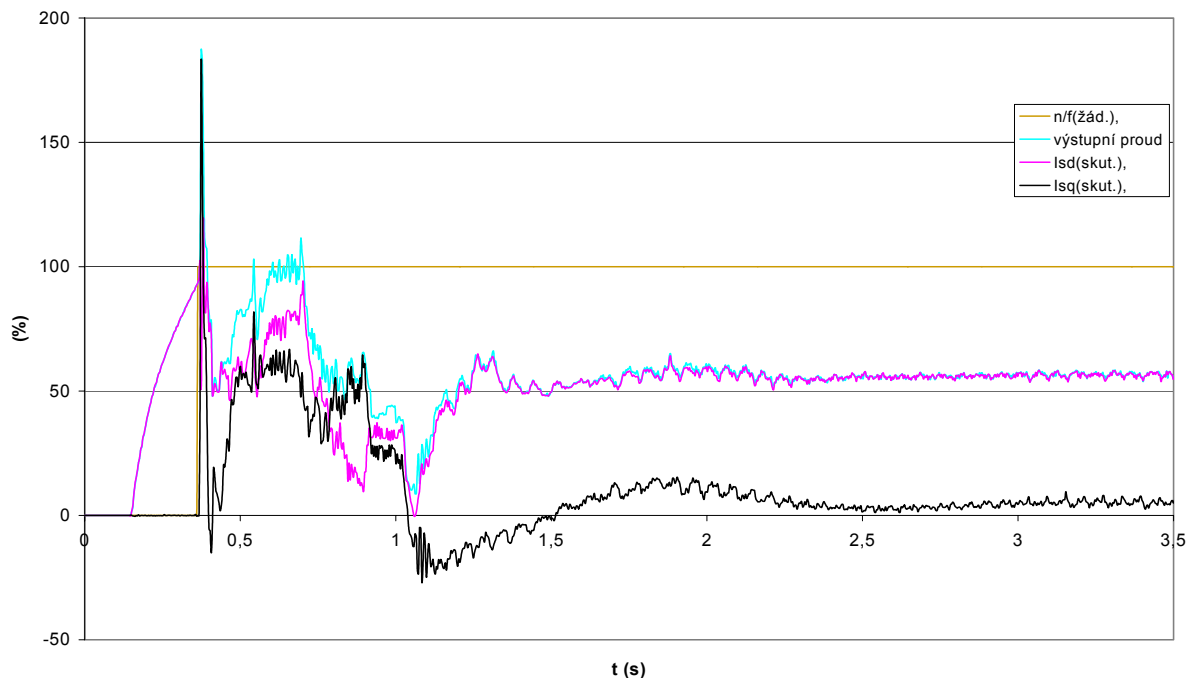


Graf 4.21 Rozběh asynchronního motoru se skalárním řízením bez čidla otáček (varianta C)

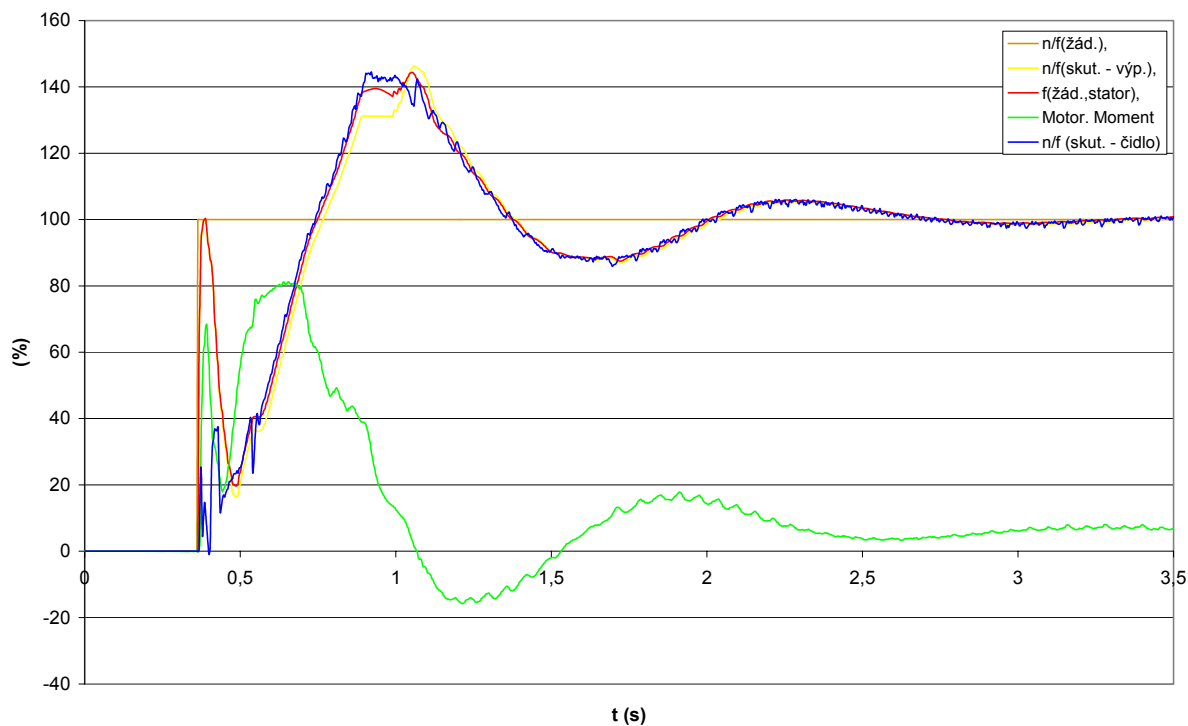
Je patrný prudký nárůst záběrového proudu na maximální možnou hodnotu, který je typický pro skalární řízení. Hodnota otáček, která vstupuje do otáčkového PI regulátoru je totožná s hodnotou výstupní statorové frekvence, obě křivky splývají a proto je její průběh skryt.

Pokud porovnáme rozběh při obou způsobech skalárního řízení, tedy bez čidla a s čidlem otáček, dojdeme k zajímavému závěru, že rozběh u skalárního řízení bez čidla otáček je asi o 20 ms kratší než u řízení s čidlem otáček. Časová prodleva může být způsobena dobou zpracování informace z inkrementálního čidla.

U vektorového řízení bez čidla otáček (C) bylo nejprve nutné provést po změně typu řízení z D na C parametrizaci měniče frekvence. Jak je vidět z grafů 4.22 a 4.23, i u tohoto typu vektorového řízení se potvrdilo, že původní nastavení parametrů měniče a otáčkového PI regulátoru $P = 0,67$; $I = 168$ ms vykazuje určité nedostatky, takže je nutné provést jejich korekci na zlepšení dynamiky pohonu.



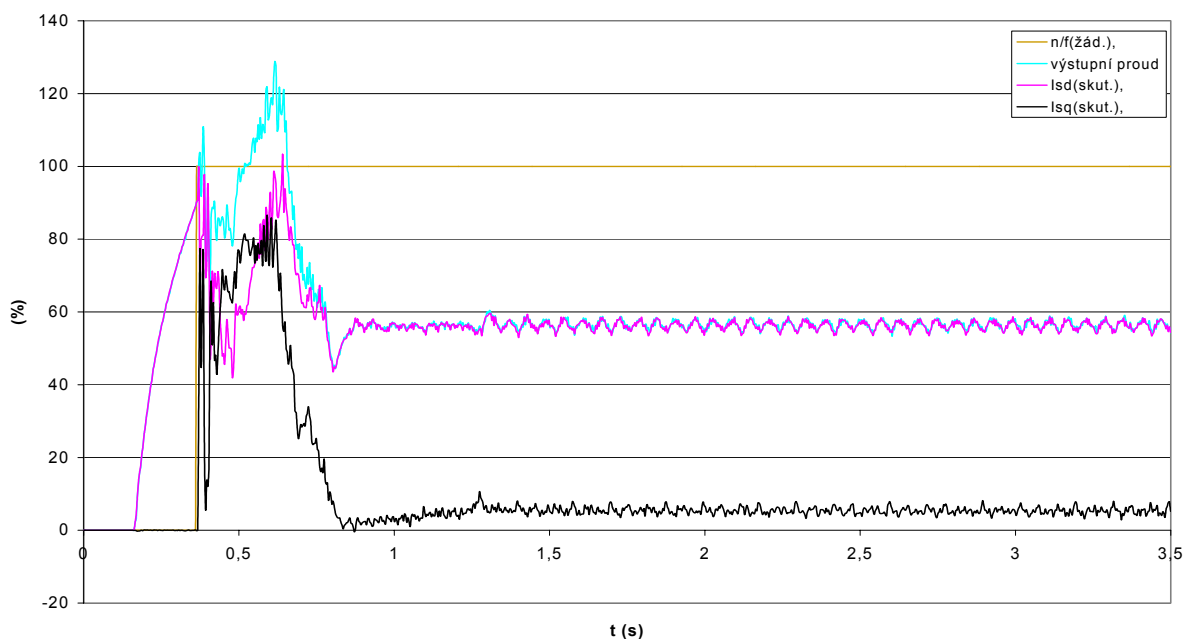
Graf 4.22. Průběhy proudů při rozběhu motoru naprázdno (varianta C)



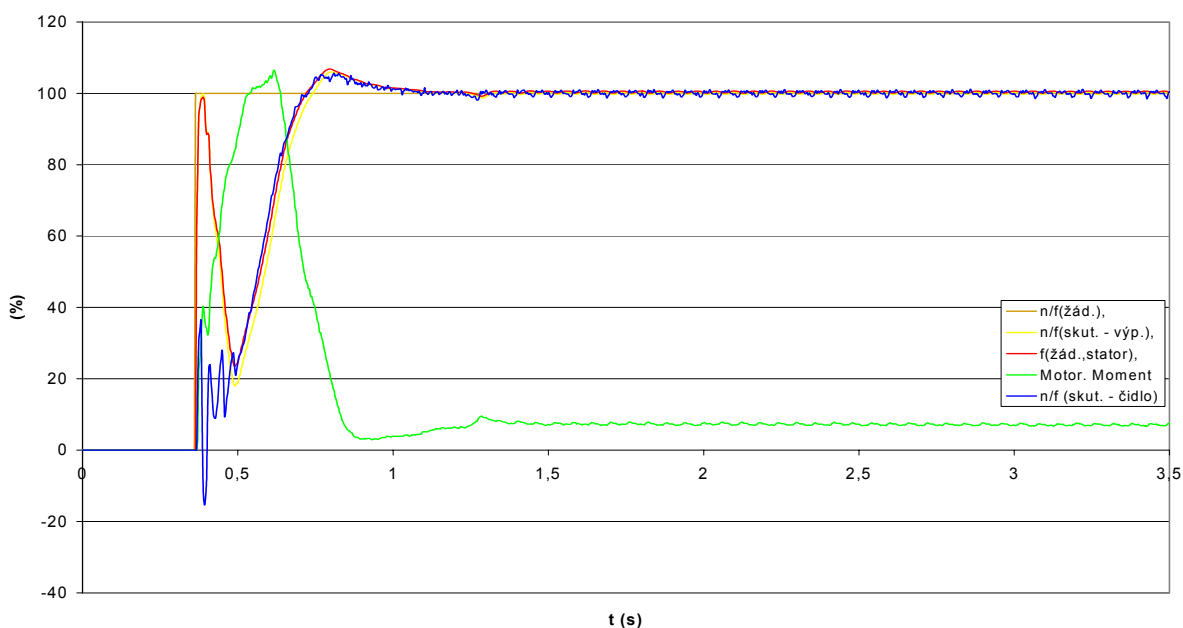
Graf 4.23 Rozběh motoru naprázdno (varianta C)

Z grafů je vidět, že bez úpravy parametrů PI regulátoru je rozběhový čas přibližně 2,2 s, což je o 0,5 s déle než u vektorového řízení s čidlem otáček. Opět zde můžeme srovnat průběh skutečných otáček získaných z inkrementálního čidla a průběh otáček vypočítaných frekvenčním měničem.

V následujících dvou grafech jsou vidět průběhy po úpravě parametrů otáčkového regulátoru. Nejrychlejší rozběh dosahoval motor při konstantách $P = 3$; $I = 160$ ms. Výsledné průběhy jsou v grafech 4.24 a 4.25. Z nich je zřejmé, že došlo k výraznému snížení překmitu otáček. Před změnou parametrů otáčkového regulátoru dosahuje překmit otáček 43 % a po změně 5 %.



Graf 4.24. Průběhy proudů při rozběhu motoru naprázdno po úpravě parametrů měniče (varianta C)



Graf 4.25. Rozběh motoru naprázdno, konstanty otáčkového regulátoru $P = 3$ a $I = 160$ ms (varianta C)

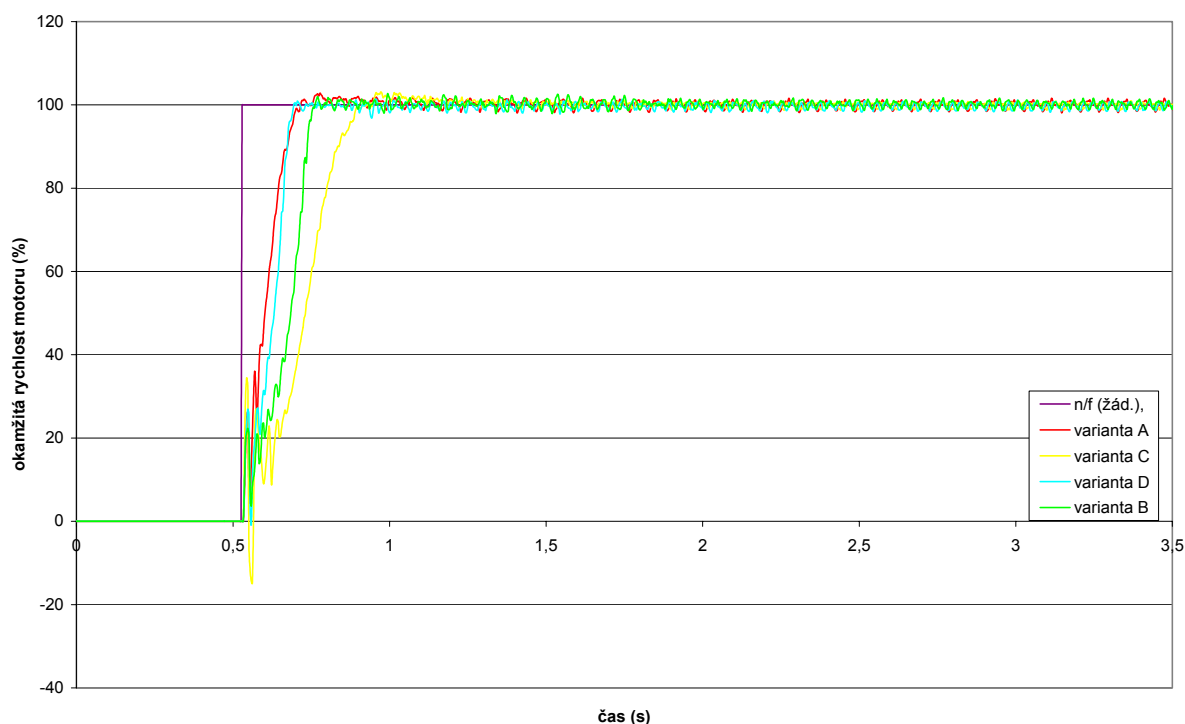
Z grafů je patrné, že průběh vypočítaných hodnot otáček z frekvenčního měniče (KK48) je velmi podobný průběhu skutečných otáček při vektorovém řízení s čidlem otáček. Otáčky zjištěné výpočtem jsou opět téměř totožné s žádanou statorovou frekvencí. Proud motoru překračuje pouze jednou hodnotu 120 % na velmi krátký okamžik. Pokud bychom srovnali časy rozběhu motoru s vektorovým řízením s a bez čidla otáček, rozběh při vektorovém řízení s čidlem otáček je o 10 ms kratší.

V tabulce 4.2 je uveden pro srovnání přehled všech naměřených rozběhů naprázdno pro různé typy řízení a pro různé nastavení otáčkového regulátoru.

Tab. 4.2. Srovnání rozběhových časů pro různé způsoby řízení a různé nastavení konstant regulátoru otáček

Druh řízení	Nastavení konstant ot. regulátoru	Doba rozběhu (s)
Skalární řízení s čidlem otáček	$P = 4, I = 400\text{ms}$	0,22
Skalární řízení bez čidla otáček	$P = 4, I = 400\text{ms}$	0,20
Vektorové řízení s čidlem otáček	$P = 0,7, I = 143\text{ ms}$	2,3
Vektorové řízení s čidlem otáček	$P = 3, I = 300\text{ ms}$	0,21
Vektorové řízení bez čidla otáček	$P = 0,68, I = 168\text{ ms}$	2,2
Vektorové řízení bez čidla otáček	$P = 3, I = 160\text{ ms}$	0,22

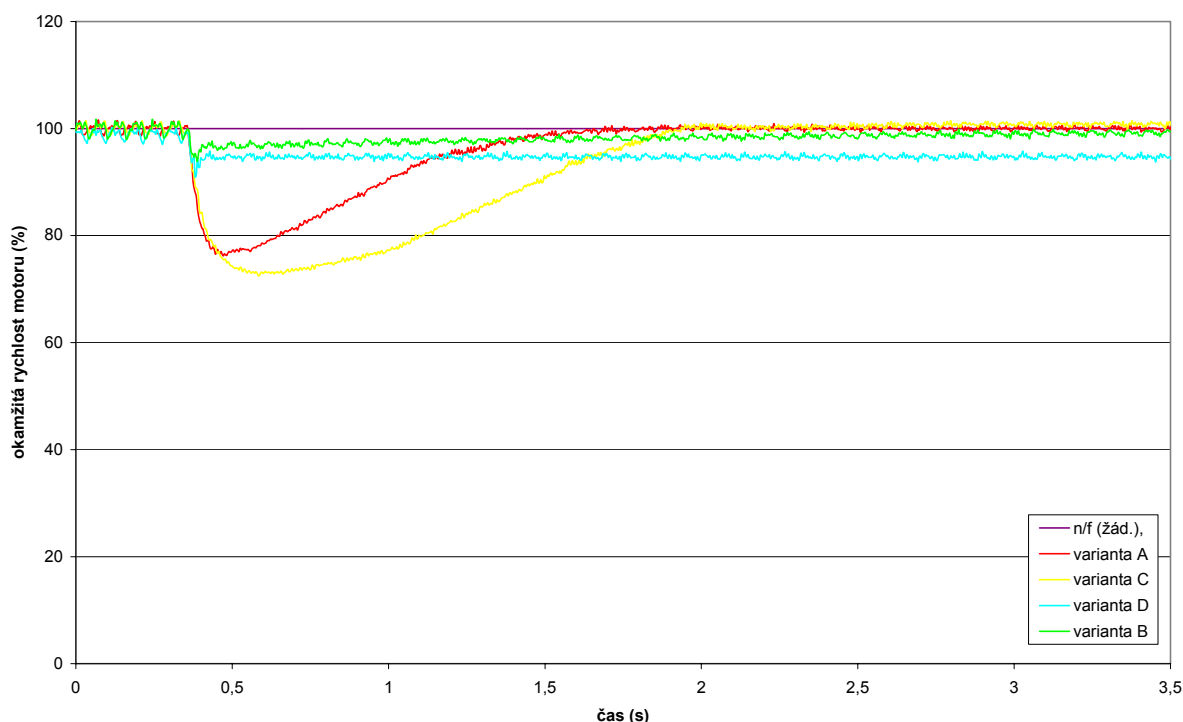
Abychom mohli provést srovnání jednotlivých variant řízení frekvenčního měniče pro jednu sadu parametrů, provedl jsem čtvero měření při jednom nastavení konstant otáčkového regulátoru s hodnotami $P = 3, I = 300\text{ ms}$. Výsledek je na grafu 4.26.



Graf 4.26 Srovnání variant A ÷ D při rozběhu naprázdno, stejné nastavení otáčkového regulátoru

Konstanty otáčkového regulátoru jsem volil tak, aby pro všechny varianty byly tyto hodnoty co možná nejbližší optimálnímu stavu uvedenému v tab. 2. Obdobné měření jsem provedl při stejném nastavení regulátoru pro skokový nárůst zatížení. Výsledek je na grafu 4.27.

Z výše provedených měření můžeme udělat následující závěr. Rychlost a přesnost regulace rozběhu motoru závisí spíše než na použití otáčkového čidla na výběru řízení a správném nastavení konstant otáčkového regulátoru. Proces nastavení parametrů otáčkového regulátoru provedený příkazem P115 = 5 parametry sice nějakým způsobem nastaví, ale tyto hodnoty je nutné dále upravit a příliš nezávisí na tom, jestli bude pohon provozován s čidlem otáček nebo bez něj. Řídící struktury měniče jsou navrženy tak, že je možné provozovat pohon bez otáčkového čidla, bez ztráty rychlosti a přesnosti regulace.



Graf 4.27 Srovnání jednotlivých variant při náhlém zvýšení zátěže, stejné nastavení otáčkového regulátoru

4.4. Chování pohonu při jiném než skokovém zatěžování

Jak bylo uvedeno v kapitole 4.2, je možné měřit chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při zátěži, která se mění skokem. Díky multifunkční kartě Humusoft MF604 je možné sledovat chování motoru při změnách zátěže, která se mění podle velikosti aktuálních otáček (obr.4.4) nebo se mění v závislosti na čase buď periodicky nebo neperiodicky. Jak lze předpokládat, nejhoršími změnami zatížení jsou změny skokové, při jiném způsobu zatěžování jsou na asynchronní motor kladeny menší dynamické nároky. Abychom mohli tyto předem definované změny zátěže realizovat, je nutné mít k dispozici vhodný zdroj řídicího napětí v rozsahu ± 10 V, jehož výstup lze zapojit do analogového vstupu Simoregu, čímž dosáhneme předem definovanou hodnotu zátěžného momentu. V našem případě jako generátor regulovaného řídicího napětí slouží multifunkční karta Humusoft MF 604.

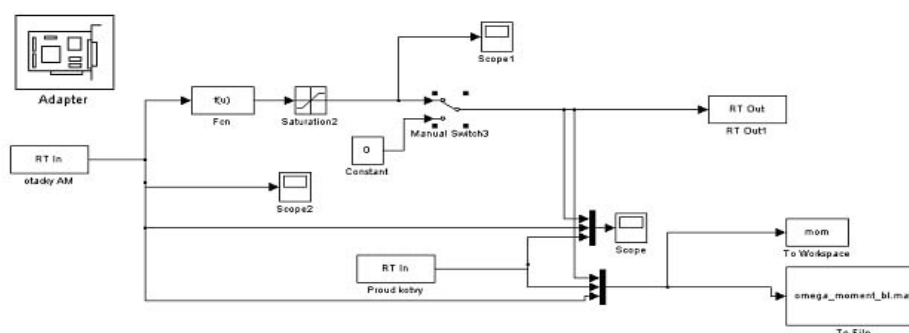
4.4.1. Multifunkční karta Humusoft MF604

Multifunkční vstupně výstupní karta Humusoft je určena pro měření stejnosměrných napětí a pro řízení a monitorování procesů. Karta umožňuje vícekanálový sběr dat, simulace v reálném čase, měření frekvence a času.

Karta MF604 umožňuje simulace v reálném čase s frekvencí simulovaných veličin do 1kHz. Pro jednotlivé funkční bloky představující vstupy a výstupy je možné nastavit vyhovující vzorkovací frekvenci.

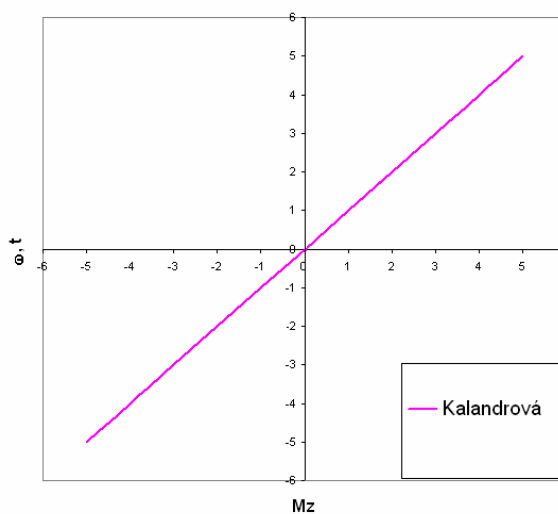
Při používání karty je nutné mít nainstalovaný programový balík Extended Real Time Toolbox pod programem Matlab, který se dodává zároveň s kartou. Pokud si v prostředí Matlab Simulink vytvoříme nějakou úlohu, „přetáhneme“ symbol představující kartu a ve vlastnostech objektu přiřadíme ovladač pro daný typ zařízení, což je v našem případě soubor mf604.rtd.

Pomocí standardních knihoven v Simulinku vytvoříme požadované průběhy signálů znázorňujících zátěžné momenty a přiřadíme je výstupům, popř. vstupy karty propojíme s požadovaným způsobem záznamu (m-file, workspace, nebo scope), nastavíme vzorkovací frekvenci pro vstupy a výstupy, nastavíme délku simulace a spuštěním úlohy se na výstupech karty objeví žádaný signál. Příklad takto vytvořené úlohy je na obr. 4.7. Signály z výstupů karty není potom problém přivést na analogový vstup měniče Simoreg a dosáhnout tak požadovaného průběhu zátěže.



Obr. 4.7 Blokové schéma pro modelování zátěžného momentu jako funkce otáček

4.4.2. Lineární změna zátěže s otáčkami



Obr. 4.8 Lineární závislost zátěžného momentu na otáčkách

Pro ukázkou jsem zvolil tři případy zatěžování. Měnič byl přitom nastaven v modu skalárního řízení s čidlem otáček (C).

Prvním případem zatěžování je tzv. kalandrová charakteristika (obr. 4.8) a zátěžný moment je v závislosti na otáčkách popsán vztahem:

$$M_z = \text{sgn}\omega * b * |\omega| \quad (4.1)$$

kde b je konstanta.

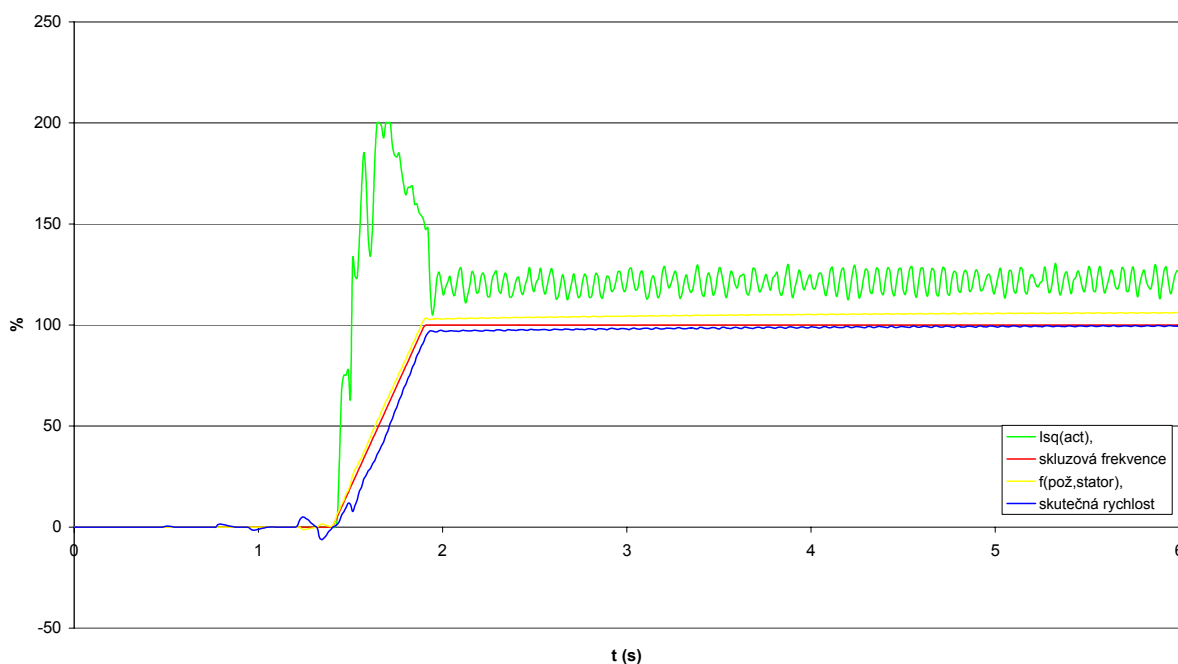
Tvar této charakteristiky je typický pro mechanismy s převládajícím viskózním třením jako jsou kalandry a většina textilních strojů.

Postup měření byl následující:

1. – spuštění simulace v Matlabu
2. – spuštění motoru, který měl dosáhnout jmenovitých otáček za dobu 0,5 s.

Do analogového vstupu byla zapojena hodnota okamžitých otáček, výstupem simulace byla hodnota požadovaného zátěžného momentu.

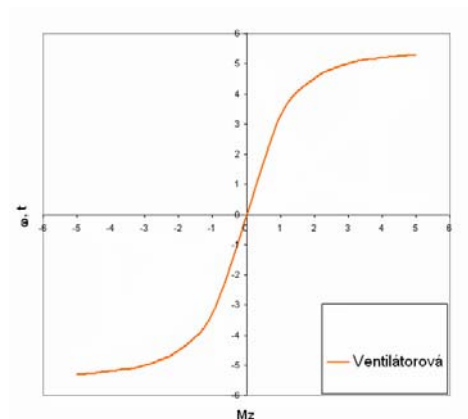
Průběhy základních veličin při zátěži lineárně závislé na otáčkách jsou na grafu 4.28.



Graf 4.28 Průběhy základních veličin motoru při zatížení, které se lineárně mění s otáčkami (varianta B)

Z grafu 4.28 vyplývá, že motor navyšování zátěže při nárůstu otáček zvládal velmi dobře, proud dosáhl maximální hodnoty 200 % pouze dvakrát na velmi krátký časový okamžik.

4.4.3. Kvadratická změna zátěže s otáčkami



Obr. 4.9 Kvadratická závislost zátěžného momentu na otáčkách

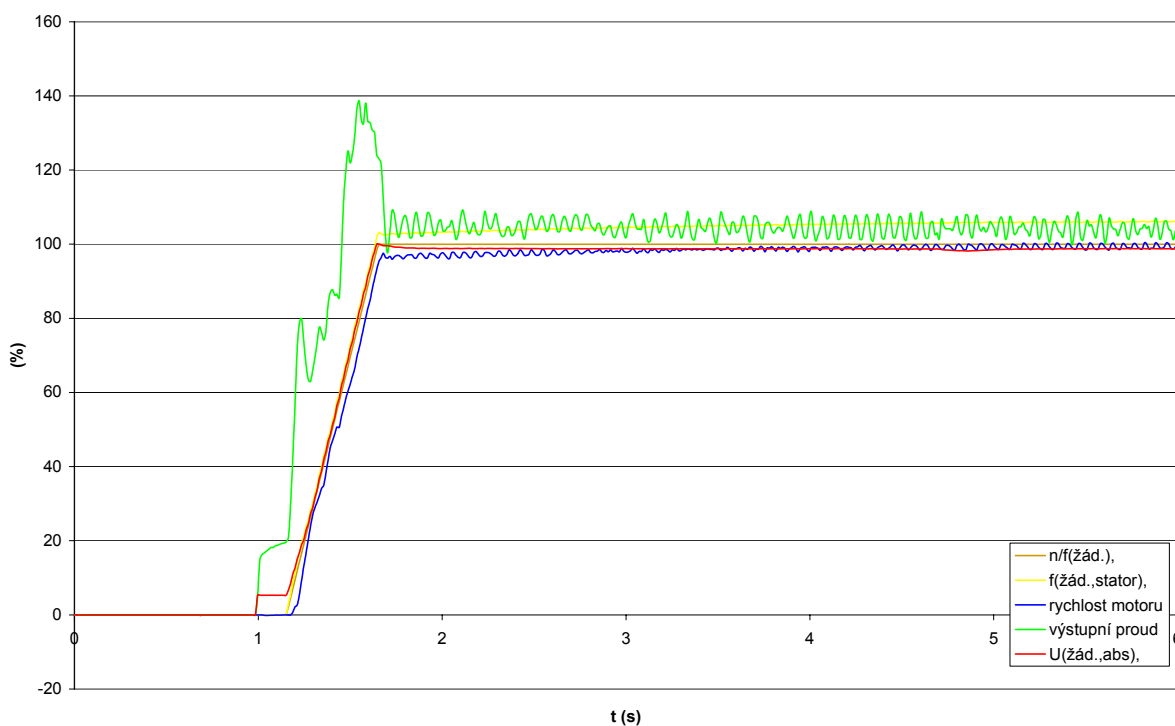
Tato charakteristika zátěžného momentu se nazývá ventilátorová (obr. 4.9). Její matematický popis je dán vztahem:

$$M_z = \text{sgn } \omega * b_1 * |\omega|^2 \quad (4.2)$$

kde b_1 je konstanta.

Tyto průběhy jsou typické pro odstředivá čerpadla, ventilátory, kompresory, odtahové ventilátory, vývěvy a dmychadla, která pracují jako oběhová, a nebo na jejich výtlaku je nulová statická výška.

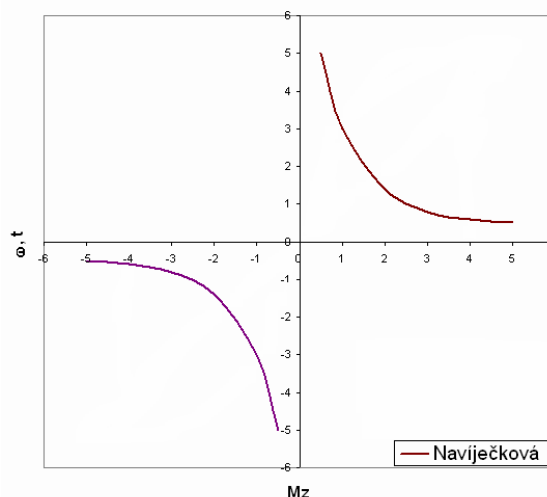
Postup měření i blokové schéma bylo stejné jako v předchozím případě s tím rozdílem, že do bloku **fcn** (obr.4.7) byla zadána kvadratická závislost $M=f(n^2)$. Průběhy veličin jsou v grafu 4.29.



Graf 4.29 Průběhy základních veličin motoru při zatížení, které se mění kvadraticky v závislosti na otáčkách (varianta B)

I v tomto případě nemá měnič frekvence s regulací otáček asynchronního motoru žádné problémy. Proud nedosahuje ani jedné maximální hodnoty, neboť v počátku rozběhu je nárůst zátěžného momentu menší než u lineární závislosti. Skutečné otáčky motoru prakticky sledují žádanou hodnotu otáček.

4.4.4. Zatěžování motoru momentem s navíječkovou charakteristikou,



Obr. 4.10 Navíječková charakteristika

Navíječková charakteristika je popsána vztahem :

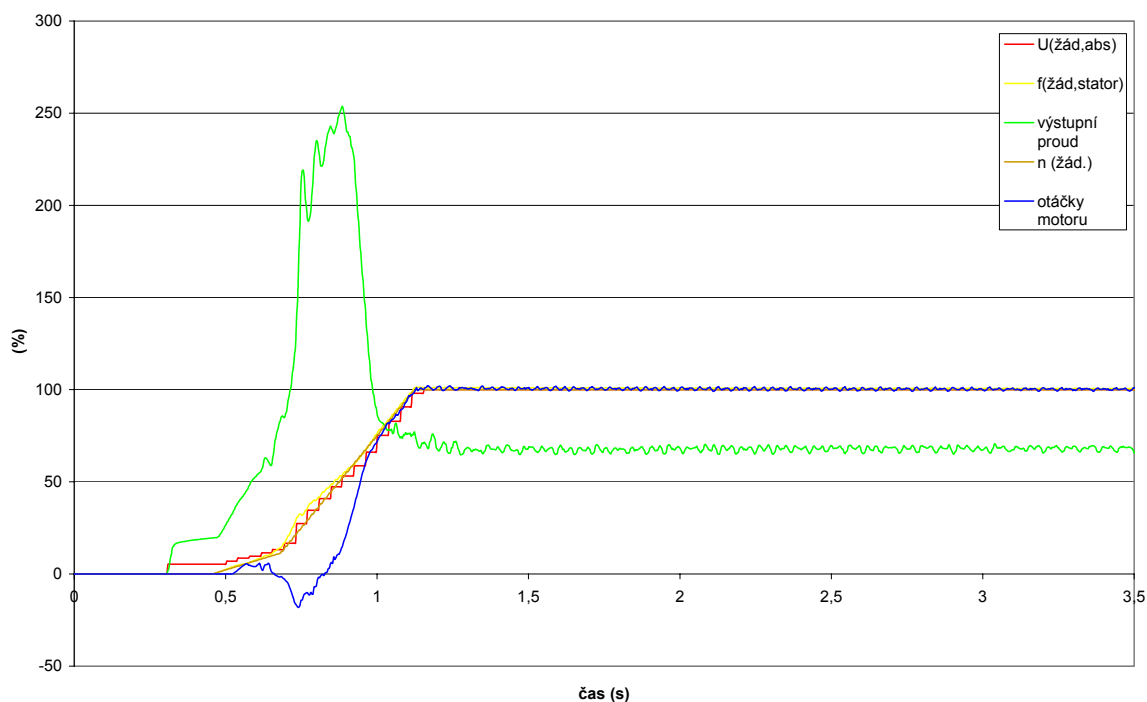
$$M_z = \text{sgn } \omega * b_2 * \frac{1}{|\omega|} \quad (4.3)$$

kde b_2 je konstanta.

Tato charakteristika je typická pro navíjecí stroje, které vyžadují navíjení s konstantní tažnou silou. Se vzrůstajícím průměrem svitku narůstá zátěžný moment M_z .

Podmínky měření byly stejné jako v předchozích dvou případech. Teoreticky však by měl být zátěžný moment nekonečný, což není možné dosáhnout ani na straně zátěže a především by se zkoumaný motor nerozběhl. Proto byl zátěžný moment omezen tak, aby odpovídal jmenovitému zatížení. Protože byl zátěžný moment značný hlavně na počátku rozběhu, bylo nutné spínat zátěžný motor se zpožděním ze stejných důvodů jako v části 4.2.1. Výsledné průběhy jsou na grafu 4.30.

Vyplývá z nich, že v prvních okamžicích rozběhu ASM vlivem velkého zátěžného momentu stejnosměrného motoru a rychlého zvyšování otáček dosahuje proud v motoru své maximální možné hodnoty 250 % I_n . Tím jak dochází k postupnému nárůstu otáček stejnosměrného motoru, zátěžný moment klesá a s ním i proud motoru. Otáčky hnacího asynchronního motoru dosahují požadované hodnoty se zpožděním a v určitém okamžiku jsou záporné, což je možné pouze u aktivních zátěžných momentů a nikoliv u momentů pasivních. Můžeme tak mluvit o chybě měření, která je způsobena uspořádáním měřicího pracoviště. Tento jev by se dal odstranit snížením maximálního zátěžného momentu na počátku rozběhu.



Graf 4.30 Průběhy veličin motoru při zátěži s navíječkovou charakteristikou, $M=f(n^{-1})$

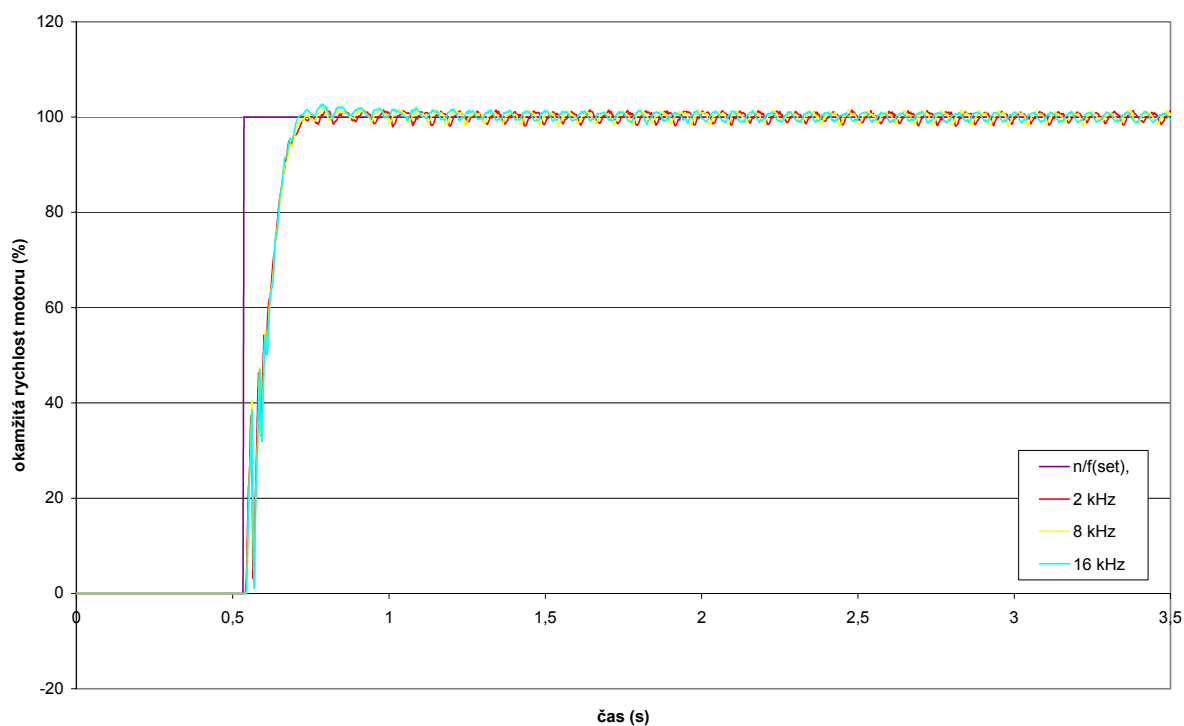
4.5. Vliv modulační frekvence na chování AM

Dalším z faktorů, které ovlivňují chování motoru a rychlost odezvy na změnu požadovaných hodnot, je modulační frekvence. Frekvenční měnič Simovert umožňuje měnit modulační frekvenci pomocí parametru P340 v rozsahu 1,5 – 16 kHz. Měření, provedená mimo tuto kapitolu, probíhala při modulační frekvenci 8 kHz. Tato frekvence byla zvolena proto, že leží uprostřed intervalu a provoz motoru probíhal bez problémů. Při nižších modulačních frekvencích vycházel z měniče nepříjemný hluk. Při nejvyšších frekvencích byly na hardware měniče kladeny příliš velké nároky a docházelo k vyvolání výstražných hlášení. Abych zjistil vliv modulační frekvence na asynchronní motor, provedl jsem pro všechny varianty A – D měření naprázdno a měření při změně zatížení pro modulační frekvence 2, 8 a 16 kHz a sledoval průběh otáček.

4.5.1. Měření naprázdno při různých modulačních frekvencích

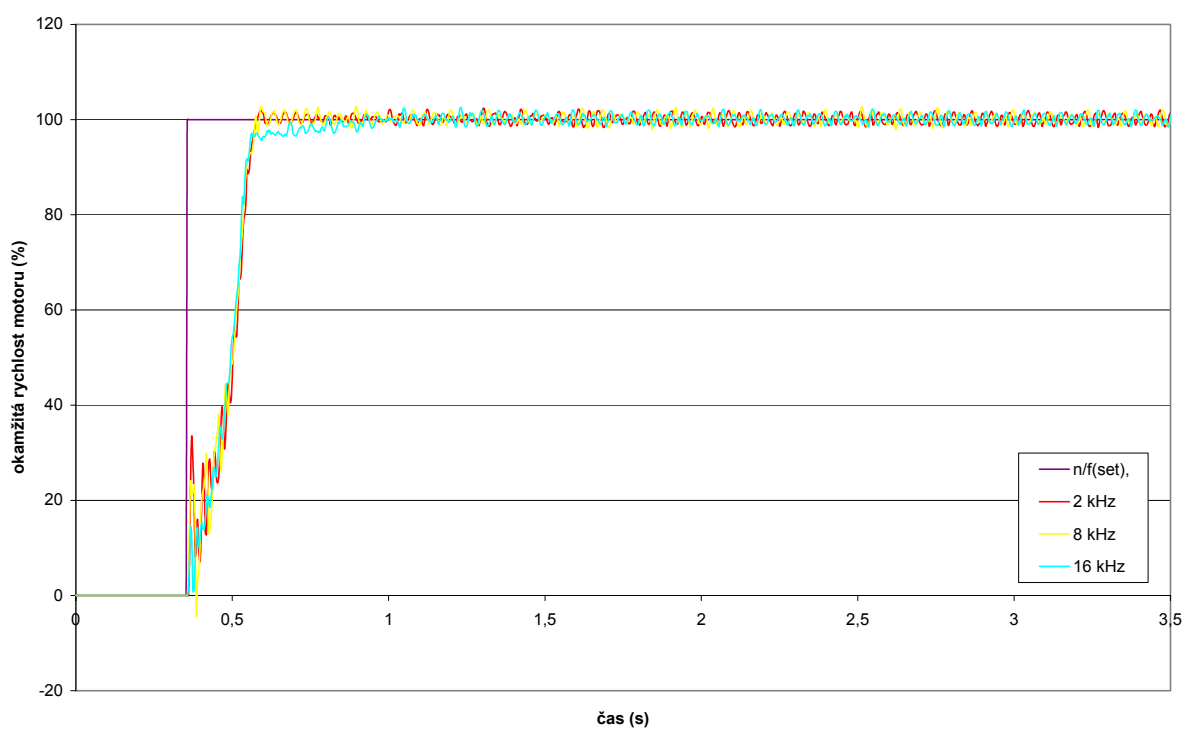
Měření probíhala stejným způsobem jako v předchozích případech. Motor s měničem byl v uspořádání, které bylo uvedeno na obr. 4.1. Před každou změnou varianty řízení byla provedena automatická parametrizace a upraveny parametry na hodnoty, při nichž motor vykazoval nejvyšší dynamiku rozběhu podle tabulky 4.2. Parametrizace byla provedena při modulační frekvenci 2 kHz, neboť podle Compendia není potřeba ji znovu provádět při přepínání z nižších frekvencí na vyšší, pokud se zvyšuje v celých násobcích nižší harmonické.

Vlastní měření sledovala rychlost nárůstu z nuly na hodnotu 100 % jmenovitých otáček pro různé hodnoty modulační frekvence. Výsledné průběhy pro variantu A, tj. u vektorového řízení s čidlem otáček, jsou na grafu 4.31. Jednotlivé průběhy jsou velmi podobné, přesto je patrný rozdíl v rychlosti nárůstu otáček při vyšších modulačních frekvencích. Tento rozdíl je však velmi malý a jeho velikost činí maximálně 0,02 s. Pro vyšší modulační frekvence dosahují otáčky většího překmitu, rozdíl je však také velmi malý a je vždy maximálně o jedno procento vyšší než pro nižší hodnotu spínací frekvence.



Graf 4.31 Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při různých modulačních frekvencích (varianta A)

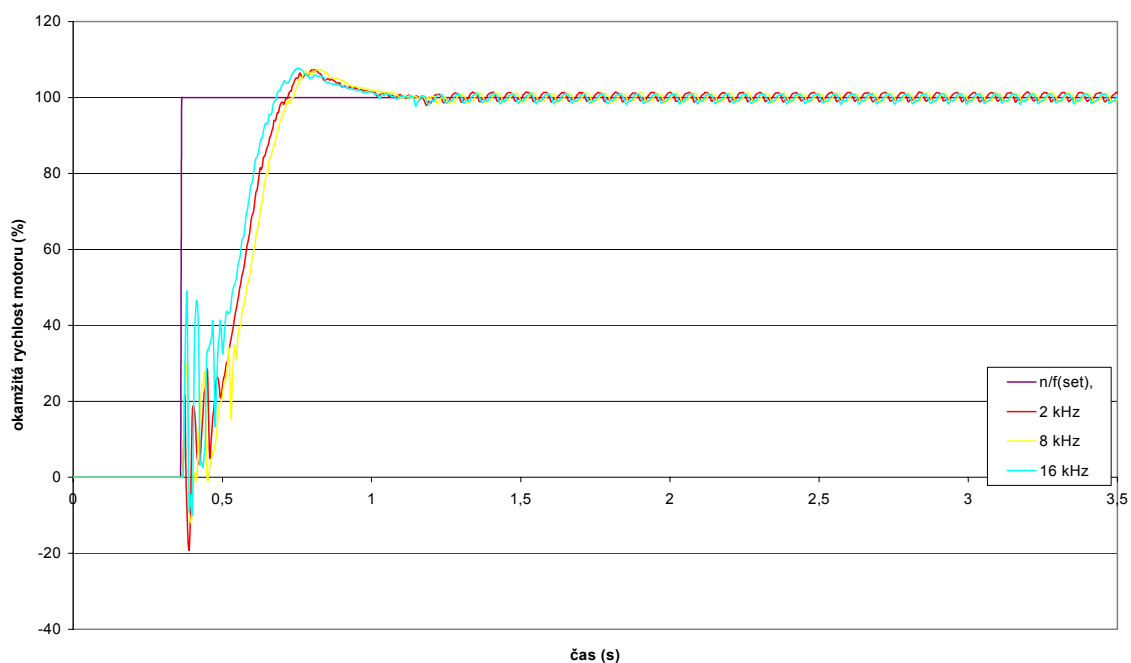
Průběhy otáček při pro různé modulační frekvence pro variantu B (skalární řízení s čidlem otáček) jsou na grafu 4.32.



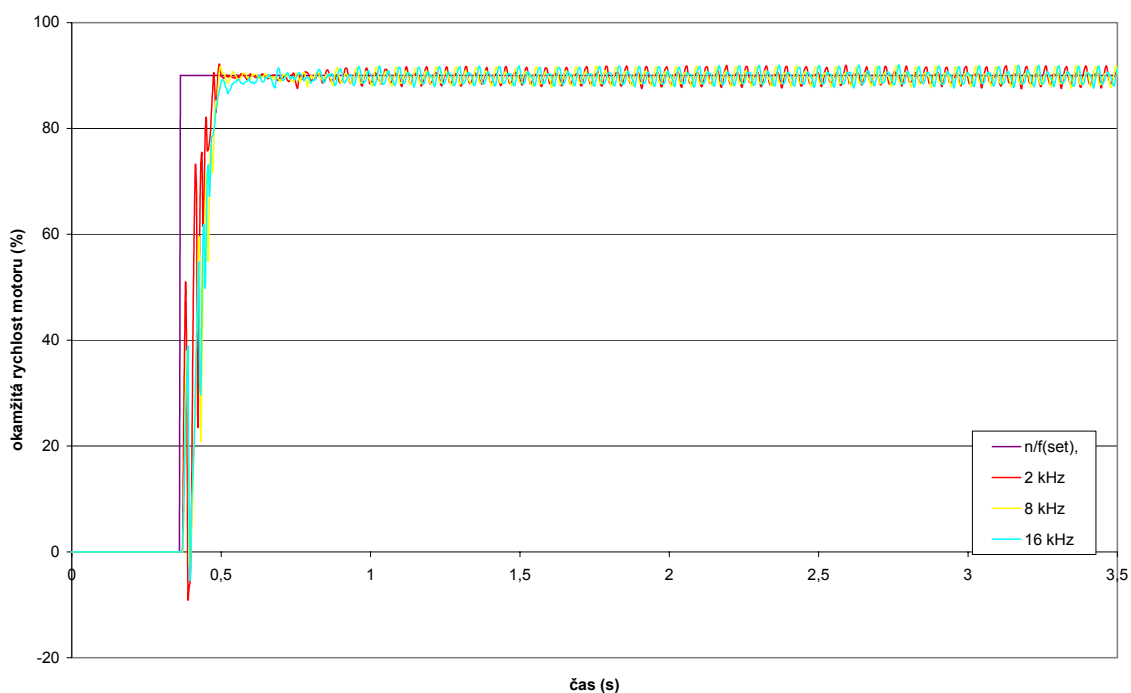
Graf 4.32 Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při různých modulačních frekvencích (varianta B)

V tomto případě řízení naopak dosahuje motor požadovaných otáček nejpomaleji v případě nejvyšší modulační frekvence 16 kHz. Rozběhy pro modulační frekvence 2 a 8 kHz jsou téměř totožné. Mírné rozdíly jsou také v počátečním zakmitání. Jak z grafu vyplývá, k největšímu kmitání dochází pro nižší modulační frekvence.

Pro variantu C (vektorové řízení bez čidla otáček) jsou průběhy rozběhů pro různé modulační frekvence na grafu 4.33.



Graf 4.33 Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při různých modulačních frekvencích (varianta C)



Graf 4.34 Rozběh motoru naprázdno z 0 na 100 % jmenovitých otáček při různých modulačních frekvencích (varianta D)

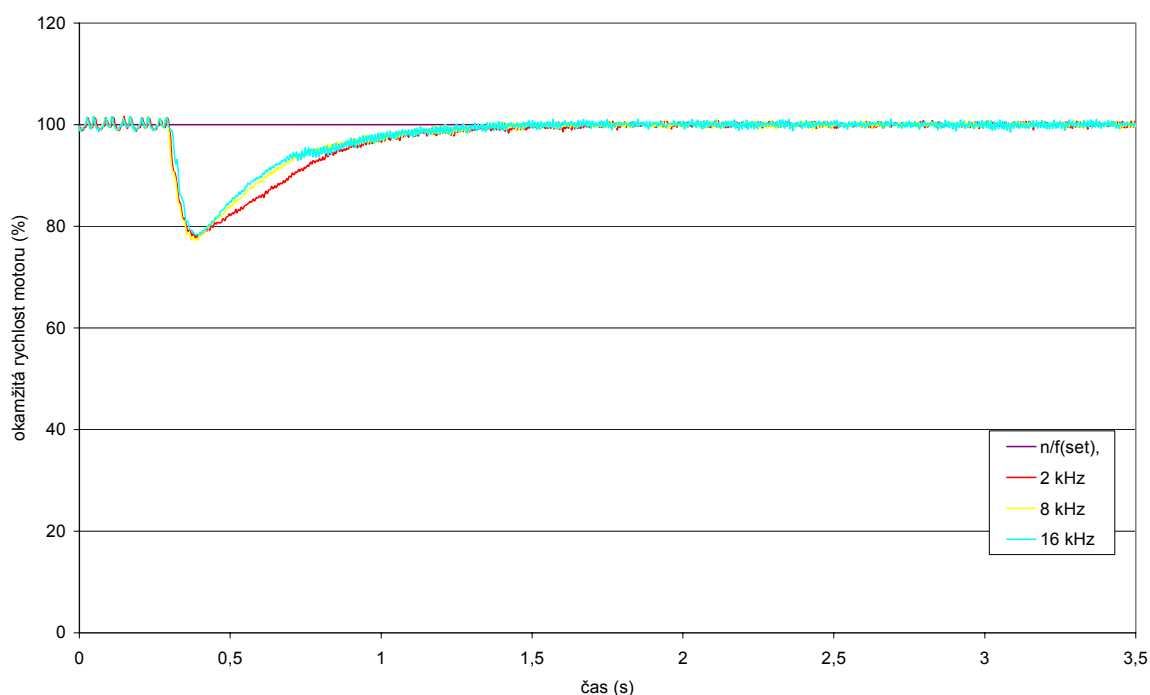
V tomto případě ve shodě s variantou A má nejrychlejší náběh otáček případ s nejvyšší modulační frekvencí a zároveň dosahuje i nejvyššího překmitu. U této varianty je velmi výrazné počáteční kmitání otáček motoru a největší je pro modulační frekvenci 16 kHz. Rozběh motoru s různou modulační frekvencí pro variantu D (skalární řízení bez čidla otáček) je v grafu 4.34.

I v tomto případě jsou průběhy podobné variantě B. Průběhy pro jednotlivé modulační frekvence jsou si velmi podobné pouze při rozběhu, s modulační frekvencí 16 kHz se dosahuje požadované hodnoty s největším zpožděním.

4.5.2. Vliv modulační frekvence při zatížení

Vliv modulační frekvence při zatížení byl sledován pro nejjednodušší případ, který je na zkoumaném zařízení možné zajistit. Tím je sledování průběhu otáček při skokovém nárůstu zatížení. Soustrojí bylo uspořádané jako na obr. 4.2 a průběh měření byl obdobný jiným měřením při zatížení (viz. např. 4.2.1). Po přepnutí do požadovaného režimu řízení byla nastavena nejnižší zkoumaná frekvence 2 kHz, po té byla provedena automatická parametrizace a parametry byly upraveny tak, aby dosahovaly největší dynamiky. Po té byl motor rozeběhnut a zatížen 10 % jmenovitého výkonu. Sledovaný přechodový děj byl vyvolán změnou zátěžného momentu z 10 na 100 %. Tentýž postup se opakoval pro modulační frekvence 8 a 16 kHz pro každou variantu.

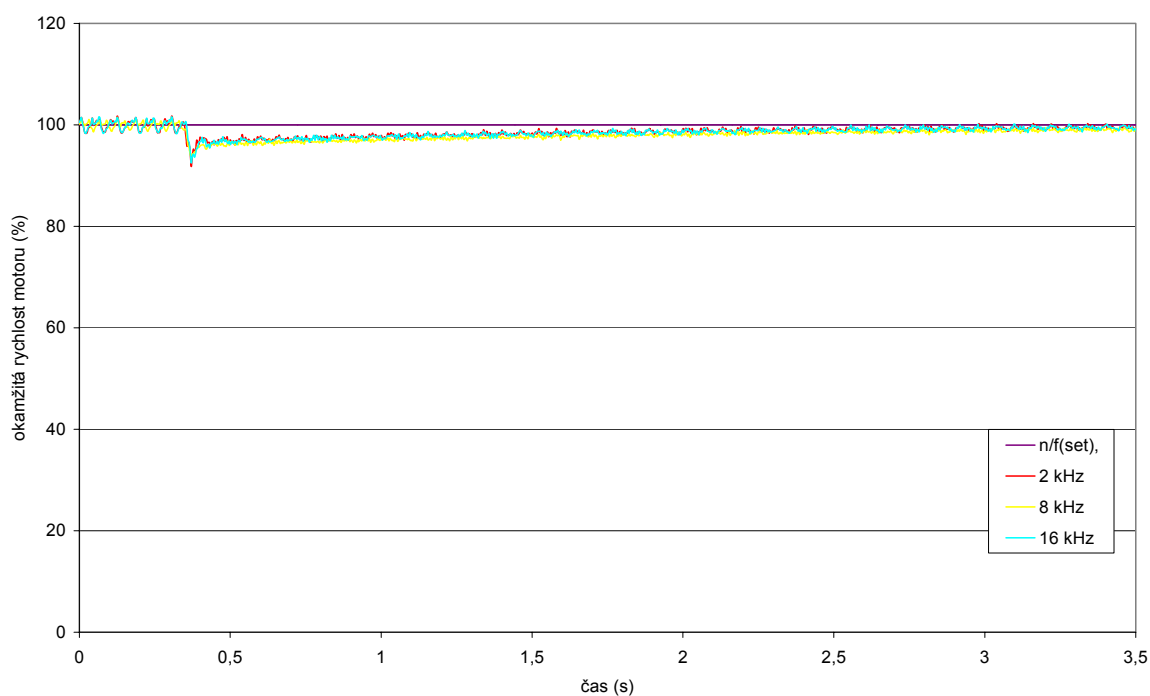
Průběhy otáček pro různé modulační frekvence u varianty A jsou v grafu 4.35.



Graf 4.35 Průběhy okamžitých otáček při nárůstu zátěže a různých modulačních frekvencích (varianta A)

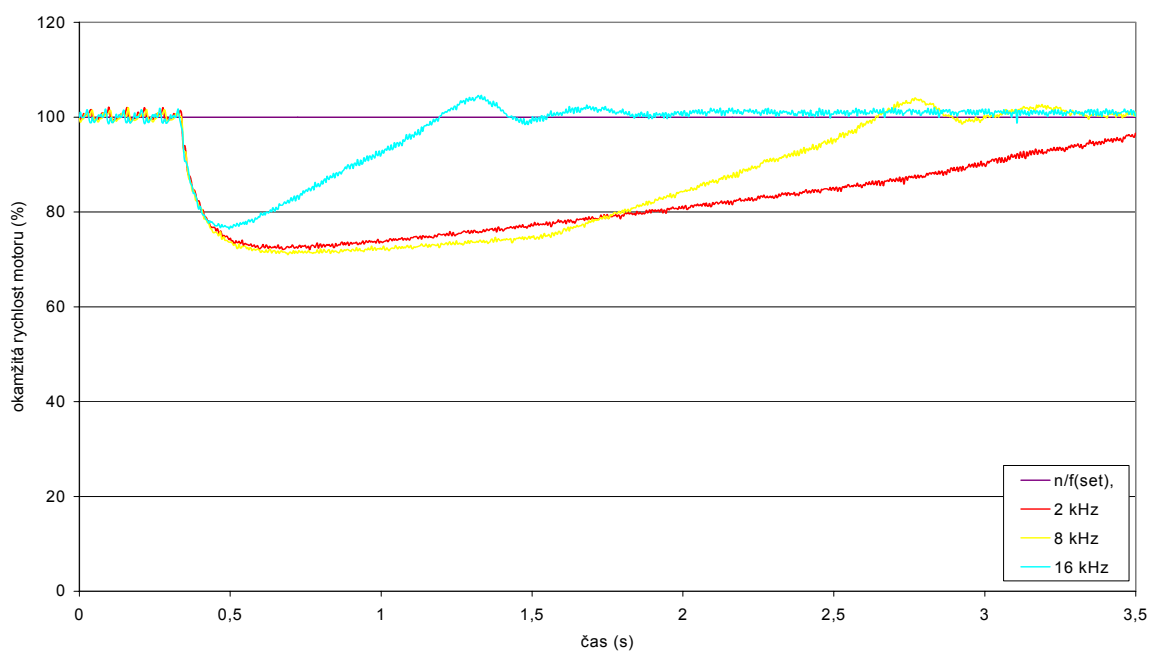
Z grafu je vidět, že vlastnosti motoru nejsou velikostí modulační frekvence při zatížení příliš ovlivněny stejně jako při chodu naprázdno. Otáčky se dostanou na svoji původní hodnotu za stejný čas při všech modulačních řízeních, ačkoliv při vyšší modulační frekvenci je počáteční růst strmější. Otáčky pro všechny tři modulační frekvence poklesnou o při 100 % zatížení o 22 %.

Poněkud odlišná je situace v případě varianty B (skalární řízení s čidlem otáček), graf 4.36.



Graf 4.36 Průběhy okamžitých otáček při nárůstu zátěže při různých modulačních frekvencích (varianta B)

V tomto případě je velikost poklesu otáček maximálně 8 % a opětový návrat na původní požadovanou hodnotu otáček je velmi pozvolný, což je ve shodě s předchozími měřeními. Vliv modulační frekvence je v tomto případě minimální, a tak jednotlivé průběhy otáček téměř splývají.

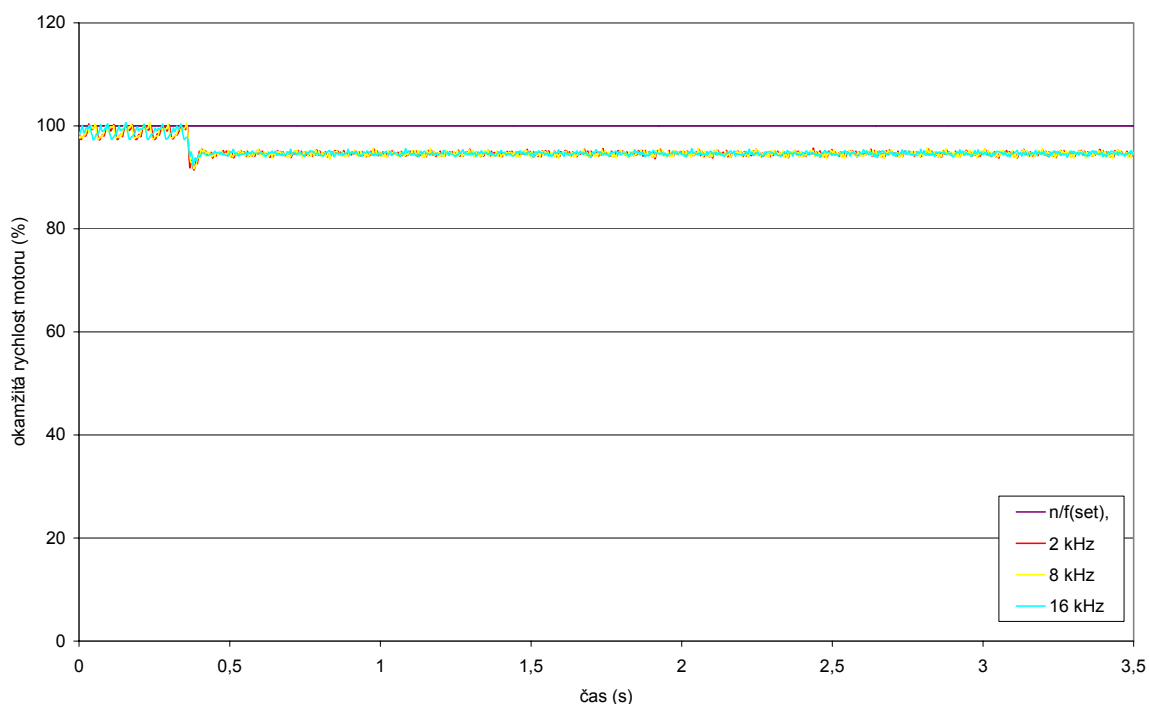


Graf 4.37 Průběhy otáček při skokové změně zatížení pro různé modulační frekvence (varianta C)

Graf 4.37 ukazuje vliv modulační frekvence na rychlost regulace při zatížení pro případ varianty C (vektorové řízení bez čidla otáček).

V tomto případě se projeví absence čidla otáček. Při modulační frekvenci 16 kHz došlo k poklesu o 23 %, při modulační frekvenci 8 a 2 kHz byl pokles otáček dokonce až 28 %. Dále na rozdíl od varianty A v tomto případě řízení dochází ke značným překmitům, které se snižují s poklesem modulační frekvence. Pro 16 kHz je překmit 4,6 %, pro 8 kHz 3,7 %. Nejvíce patrné jsou rozdíly v rychlosti návratu na požadovanou hodnotu otáček. Nejrychleji se vrátí otáčky na požadovanou hodnotu při modulační frekvenci 16 kHz a sice za 1,5 s, při 8 kHz za 3s a při 2 kHz za déle než za 5s.

Vliv modulační frekvence při zatížení v případě varianty D (skalární řízení bez čidla otáček) je v grafu 4.38.



Graf 4.38 Průběhy otáček při skokovém nárůstu zatížení pro různé modulační frekvence (varianta D)

U této varianty řízení je vliv modulační frekvence zanedbatelný, a tak průběhy otáček pro jednotlivé modulační frekvence téměř splývají. Daleko více se projevuje nepřítomnost čidla otáček, protože po nárůstu zatížení a následném poklesu otáček je motor provozován s trvalou regulační odchylkou a motor se na původní požadované otáčky již nevrátí.

4.6. Provoz motoru při proměnlivých požadovaných otáčkách

Všechna měření popsaná v kapitolách 4 a 5 byla provedena tak, že žádaná hodnota otáček byla v průběhu měření konstantní. V průmyslu však existují aplikace, které vyžadují, aby se žádaná hodnota otáček v průběhu provozu motoru měnila. Tento provoz asynchronního motoru frekvenční měnič Simovert také umožňuje.

Jednou z možností jak zajistit změnu žádané hodnoty otáček, je využít bloků uvedených v řídicích schématech na str. 290–329 v Compendiu, které jsou vyhrazeny právě ke zpracování požadované hodnoty otáček. Jsou zde k dispozici různé konstantní hodnoty, které se nastavují pomocí příslušných parametrů. Pevné hodnoty je možné libovolně přepínat na základě některých bitů řídicího slova, nebo se může využít různých funkčních bloků s nastavitelnou časovou prodlevou - zpožděním, které frekvenční měnič Simovert také obsahuje. Naprogramováním příslušných bloků se dá získat odpovídající sekvence, při které se požadovaná hodnota otáček libovolně mění. Pokud uživateli nevyhovují skokové změny, může žádaný průběh otáček upravit v bloku rozběhová a doběhová rampa (viz obr. 4.2).

Další možností řízení hodnoty otáček je využití analogových vstupů, jejichž signál je možné použít jako zdroj požadované hodnoty otáček. Vstupním signálem může být libovolně proměnlivý průběh napětí s amplitudou $\pm 10\text{V}$. Tento způsob byl použit při realizaci typických zátěžových charakteristik, viz kap. 4.4.2 – 4.4.4.

4.7. Jiné možnosti záznamu dat

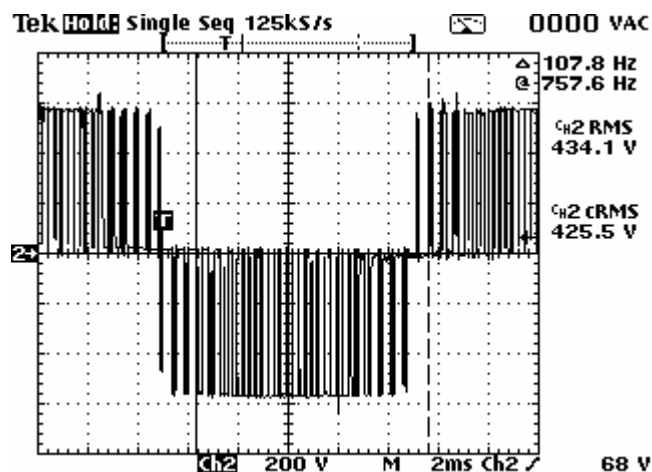
Všechny předchozí grafy byly získány stejným způsobem: měnič frekvence sám v průběhu regulačního procesu zjišťuje hodnoty jednotlivých signálů, které jsou programem Simovis uloženy do počítače, potom jsem je zpracoval programem MS – Excel. Tento způsob záznamu má několik výhod, je možné zaznamenávat až osm veličin najednou, není potřebné další záznamové zařízení a získané hodnoty je možné snadno přepočítat na procentní počet vzhledem ke jmenovitým hodnotám. Není pak nutné, např. v případě měření napětí, složitě počítat efektivní hodnotu elektrických veličin proudu a pomocí integrálů.

Není to však jediná možnost, jak získat průběhy měřených veličin. Nejjednodušší možností je přímé měření napětí a proudů v silovém obvodu mezi měničem a motorem. Je nutné si však uvědomit, že průběh výstupního napětí FM je vlivem pulzně – šířkové modulace (kap 1.1.5) náročný na zaznamenání, neboť snímáme-li napětí, které je spínáno frekvencí až 16 kHz, je potřeba jej podle Shannon–Kotelnikova teorému snímat s frekvencí minimálně dvojnásobnou, aby nedošlo ke ztrátě informace. Další podmínkou je mít sondy s dostatečnou elektrickou pevností, neboť se měří v silovém obvodu. Příklad takto získaného průběhu napětí je na obr. 4.11. Tento průběh byl snímám pomocí osciloskopu Tektronix 750 HF. Efektivní hodnota výstupního napětí měniče zaznamenaná pod parametrem r003 byla 400V.

Pokud bychom chtěli zaznamenávat okamžité průběhy fázových proudů, je možné použít běžné proudové sondy např. typ PR 30, neboť proud mezi měničem frekvence a asynchronním motorem má sinusový průběh s frekvencí rovnou frekvenci napájení a to 50 Hz.

Pokud bychom chtěli zjistit okamžité otáčky pohonu, je možné je vyhodnotit z četnosti impulsů inkrementálního otáčkového čidla pomocí běžného čítače.

Jinou možností záznamu veličin měniče je využití jeho analogových výstupů. Každou ze sledovaných veličin je možné přivést na jeden ze dvou analogových výstupů se jmenovitým výstupním napětím $\pm 10\text{V}$ a odtud je možné ji zaznamenat libovolným zařízením. V našem případě to může být osciloskop nebo měřicí karta Humusoft MF 604.

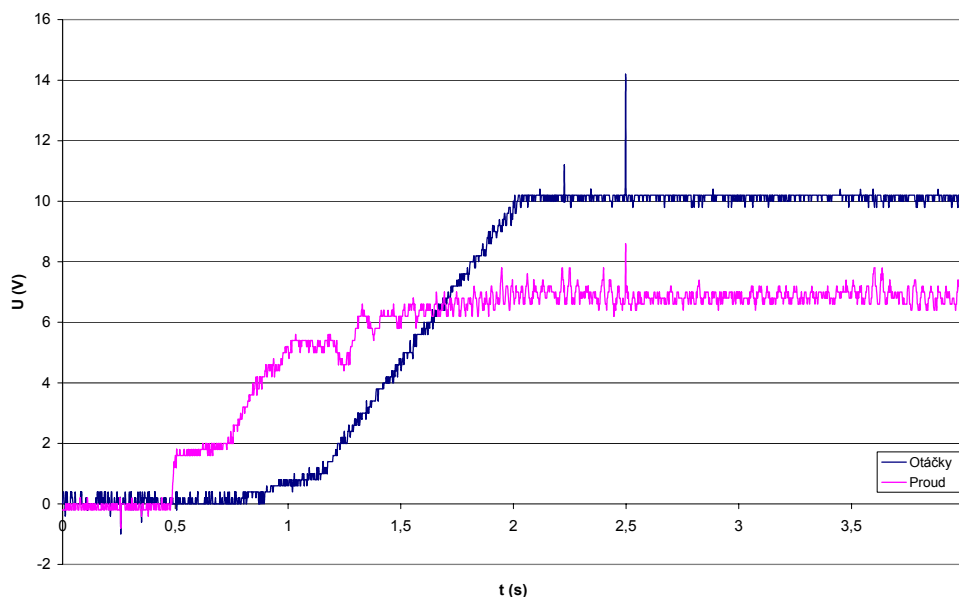


Obr. 4.11 Průběh sdruženého napětí se jmenovitou hodnotou 400 V

Data získaná pomocí programu Matlab je možné potom zpracovat. Příkladem může být graf 4.31, na kterém je průběh otáček a proudu při rozběhu motoru. Stejné měření je v grafu 4.10. Pokud oba grafy srovnáme, tak je zřejmé celkové posunutí obou křivek v grafu 4.31. Tomu se dá předcházet nastavením offsetu analogového výstupu. Jinak jsou si tyto průběhy velmi podobné. I zde můžeme pozorovat to, že nárůstu otáček předchází nárůst proudu za účelem nabuzení motoru.

Na grafu 4.31 je také vidět vliv přidavných rušení, která proniknou do měřeného signálu. Tato rušení jsou způsobena obtížným dosažením všech pravidel elektromagnetické kompatibility v prostředí laboratoře. To se projeví zvláště u měření při zatížení. Dále vidíme, že křivky na grafu 4.31 v oblasti ustálení nejsou hladké, což se dá vysvětlit vlivem nízké rozlišovací schopnosti osciloskopu, která činí 0,2 V při rozsahu 5 V na dílek.

Ačkoliv je zřejmé, že by se dala provést opatření, která by výše uvedené nedostatky v měření mohla odstranit, pro zaznamenávání průběhů vychází nejlépe měnič Simovert ve spojení s osobním počítačem. Přesnost záznamu je pro běžné použití dostatečná a na měření nepůsobí žádné rušení.



Graf 4.31 Průběh proudu a otáček pomocí analogového výstupu a osciloskopu Tektronix, rozběh motoru s rozběhovou rampou (varianta B)

4.8. Shrnutí naměřených vlastností

Celá tato kapitola se věnovala experimentálnímu ověření chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem Simovert v základních provozních stavech. Je zcela zřejmé, že není možné kvantifikovat tak složité zařízení, jakým je frekvenční měnič, na základě několika laboratorních pokusů. Jistou vypovídací schopnost však měření mají a dílčí závěry je možné vyslovit.

Především se ukázalo, že vektorové řízení nemusí být vždy rychlejší a přesnější než řízení skalární. Jak z měření vyplynulo, v našem konkrétním případě FM je řídicí algoritmus naprogramován tak, že chrání motor a výkonové členy měniče před možným přetížením na úkor dynamiky pohonu. Při skalárním řízení měnič průtok většího proudu umožní, ale pouze do doby, než by mohlo dojít k jeho vlastnímu poškození. Při větších namáháních může dojít k náhlému vypnutí. Tomuto stavu lze samozřejmě předcházet omezením maximálního proudu a momentu.

Měření dále prokázala, že automatické nastavení parametrů regulátoru otáček nemusí vždy nastavit parametry na nejlepší možnou úroveň a je proto téměř nezbytné v případě rychlých dynamických dějů automaticky nastavené parametry korigovat.

Srovnání vlastností pohonu s čidlem otáček a bez něj ukázalo, že řízení bez čidla je velmi dobré a dynamika motoru se zhorší nepatrně.

Z měření, která se zabývala vlivem modulační frekvence na chod motoru vyplynulo, že pokud se motor provozuje ve skalárním řízení, modulační frekvence dynamiku motoru příliš neovlivní. Jiná situace nastává u řízení vektorového, neboť v tomto případě je možné dynamiku motoru navýšením modulační frekvence zlepšit.

Jediná věc, která mírně zhoršuje řízení pohonu je přítomnost některých funkčních bloků jakými jsou zdroj proudového omezení nebo proudový a napěťový model. Tyto bloky jsou ve všech regulačních schématech, nelze do nich zasahovat a výrazně ovlivňují regulační proces.

5. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při specifickém zatěžování

5.1. Zatěžování se sinusovým průběhem

V předchozí kapitole byly ukázány některé možnosti zatěžování střídavého pohonu. Z těchto ukázek vyplynuly závěry týkající se chování asynchronního motoru v přechodových dějích. V této kapitole je hlavním cílem posoudit, jak se mění chování motoru se zvyšující se frekvencí zátěžného momentu ve všech čtyřech variantách řízení. Za tímto účelem jsem si zvolil metodu, která se využívá v teorii řízení pro měření frekvenčních charakteristik.

Pokud je potřeba změřit frekvenční charakteristiku nějakého systému, napájí se čistě sinusovým signálem, frekvence tohoto signálu se postupně zvyšuje a na výstupu měřeného objektu se měří amplituda, změna fáze a rozkmit signálu. Z naměřených hodnot je potom možné získat frekvenční charakteristiku a z ní je potom vidět velikost chyby způsobené sinusovým signálem při různé frekvenci. Za předpokladu lineárnosti systému je dále možné s pomocí operátorového počtu získat impulsní a přechodovou charakteristiku. Tyto charakteristiky popisují reakci systému na jednotkový impuls a jednotkový skok.

Protože asynchronní motor je prvek značně nelineární nebylo smyslem měření obdržet výše uvedené charakteristiky, nýbrž objektivně posoudit chování asynchronního motoru při zátěži, která se mění podle sinusové závislosti a zda-li bude asynchronní motor reagovat na změnu zátěžného momentu při zvyšujících se frekvencích.

Měření probíhalo následovně. Pro každou variantu řízení A–D byl motor automaticky naparametrován pomocí optimalizačních algoritmů. Potom byly podle potřeby upraveny parametry otáčkového regulátoru podle hodnot uvedených v tab. 4.2. Následně byl motor roztočen na jmenovité otáčky, po té byl spuštěn stejnosměrný motor pracující v momentové smyčce a nakonec byla v Matlabu spuštěna simulace, jejímž výsledkem byl postupně sinusový průběh s požadovanou frekvencí od 5 do 25 Hz. Tento signál byl zapojen do analogového vstupu Simoregu a vytvářel tak moment zatěžující asynchronní motor. Hodnota velikosti zátěžného momentu byla zvolena tak, že maximální hodnota zátěžného momentu odpovídala jmenovitému momentu asynchronního motoru.

Reakce asynchronního motoru byla určena pomocí frekvenčního měniče a přes sběrnici RS–232 byly hodnoty přeneseny do osobního počítače.

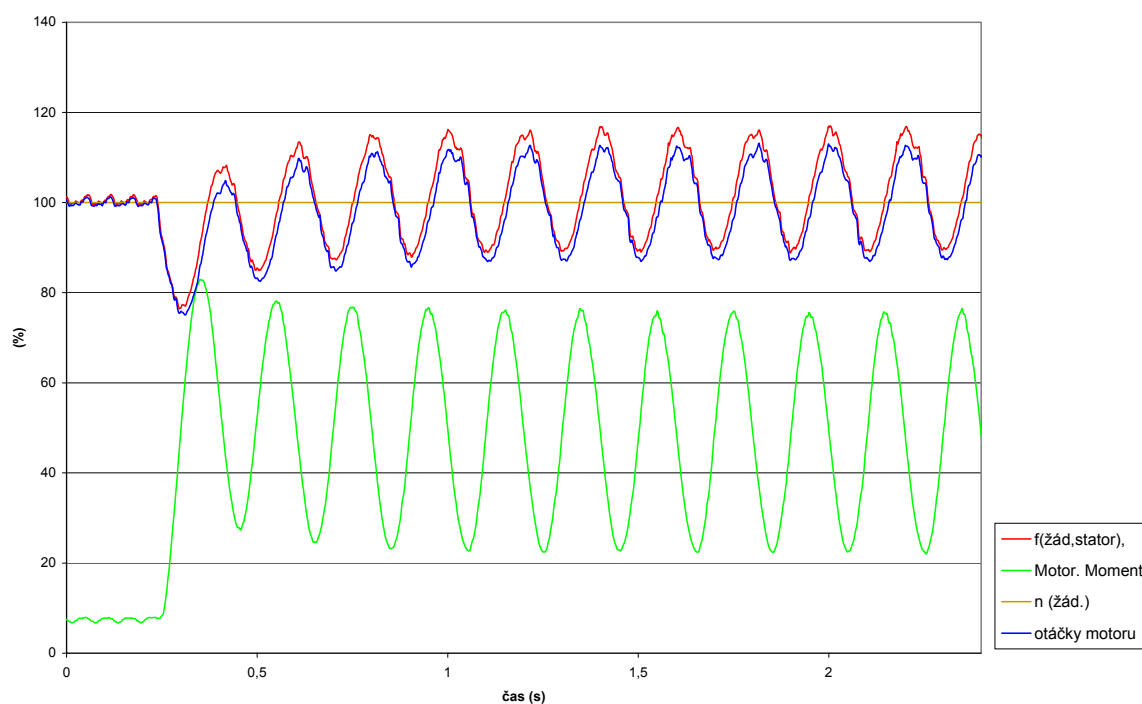
5.1.1. Motor s vektorovým řízením s čidlem otáček se sinusovou zátěží

V následujících grafech 5.1 – 5.4 jsou průběhy základních veličin asynchronního motoru při sinusovém zatěžování s frekvencí 5, 10, 15 a 20 Hz. Průběhy jsem měřil i pro frekvenci 25 Hz, při této frekvenci však již docházelo k tomu, že karta Humusoft nedávala dostatečně kvalitní signál a dokonce některé půl periody signálu byly vynechané. Výsledky získané pro tuto frekvenci zde proto neuvádím.

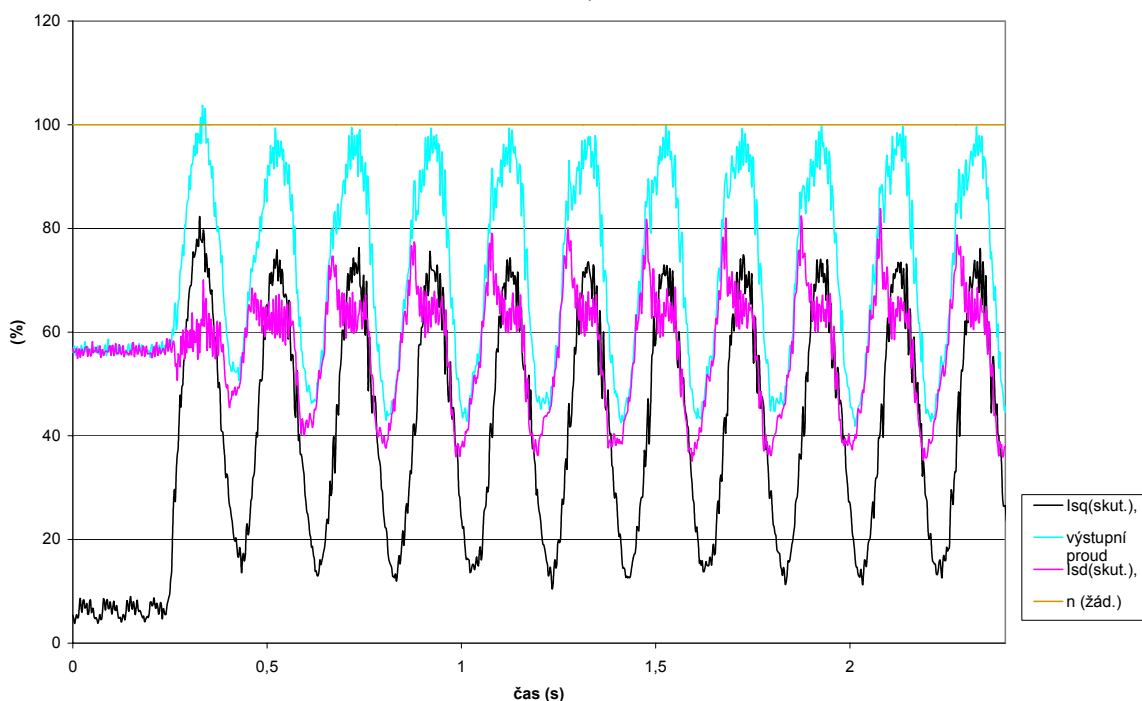
Pokud srovnáme jednotlivé průběhy pro tuto variantu řízení při různých frekvencích, můžeme pro ně vypočítat následující tendence. Tak především se vzrůstající frekvencí dochází ke zvýšení počátečního poklesu otáček a ke snížení velikosti rozkmitu otáček. Je to způsobeno tím, že při vyšších frekvencích zátěžného momentu je nárůst zátěže mnohem strmější, ale doba působení zátěže je kratší. Velmi podobný trend mají i průběhy momentu a žádané satorové frekvence.

Pokud se týká průběhů proudů, se zvyšující se frekvencí dochází rovněž ke snížení velikosti oscilací, střední hodnota výstupního proudu se však nemění a zůstává na hodnotě

72,5 %. Velmi zvláštně se chová tokotvorná složka proudu, neboť již od frekvence 10 Hz zde dochází k tomu, že krátce po připnutí nekopíruje zátěžný moment, ale po dobu poklesu otáček motoru setrvává poblíž střední hodnoty a změny momentu sleduje až po té, co otáčky kmitají kolem své žádané hodnoty.



a)

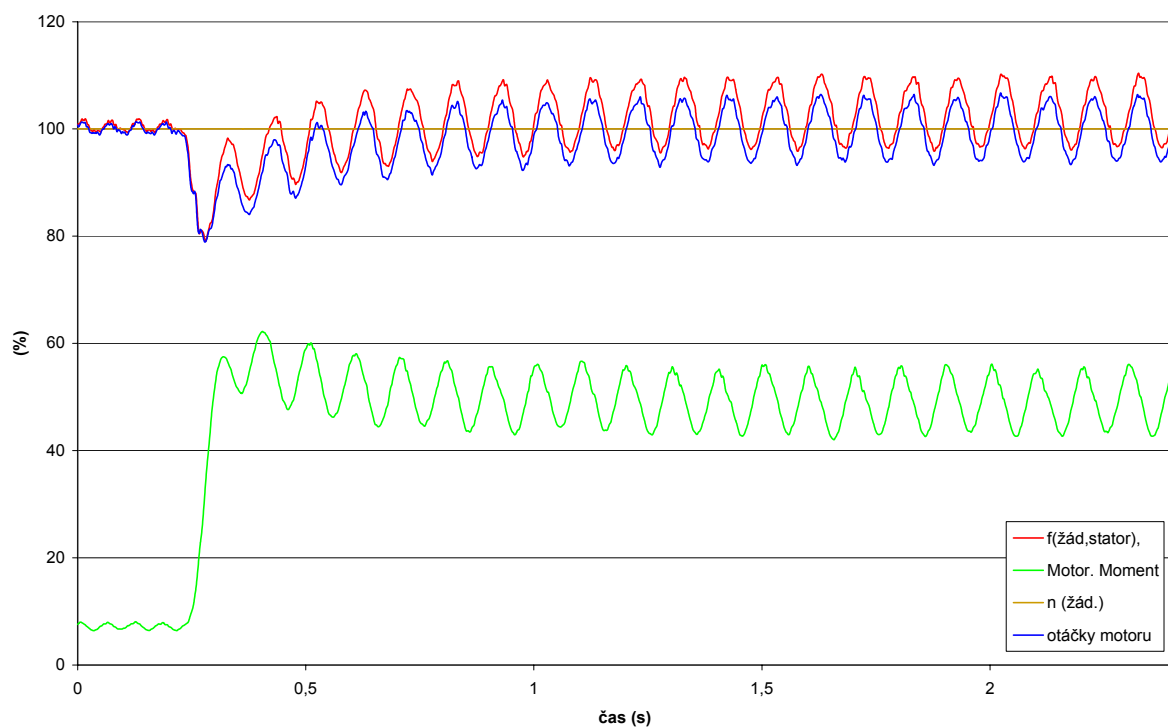


b)

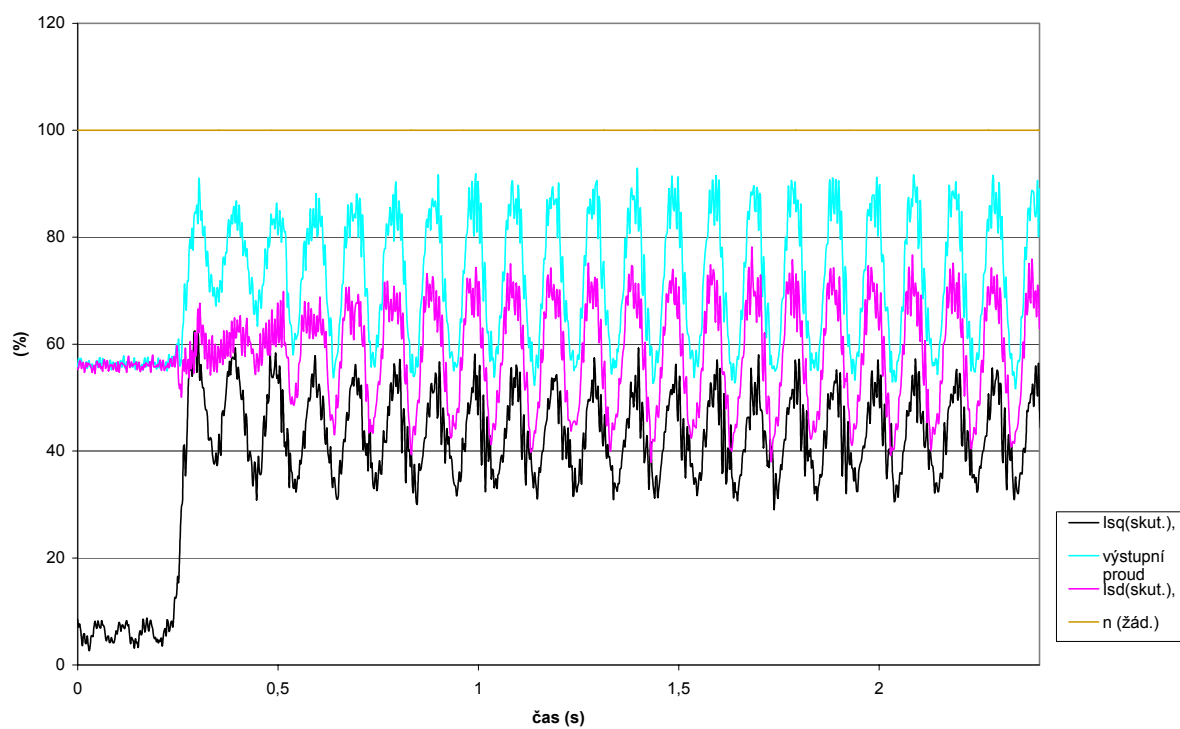
Graf 5.1 Asynchronní motor při sinusovém zatížení s frekvencí 5 Hz (Varianta A)

a) mechanické veličiny

b) elektrické veličiny



a)

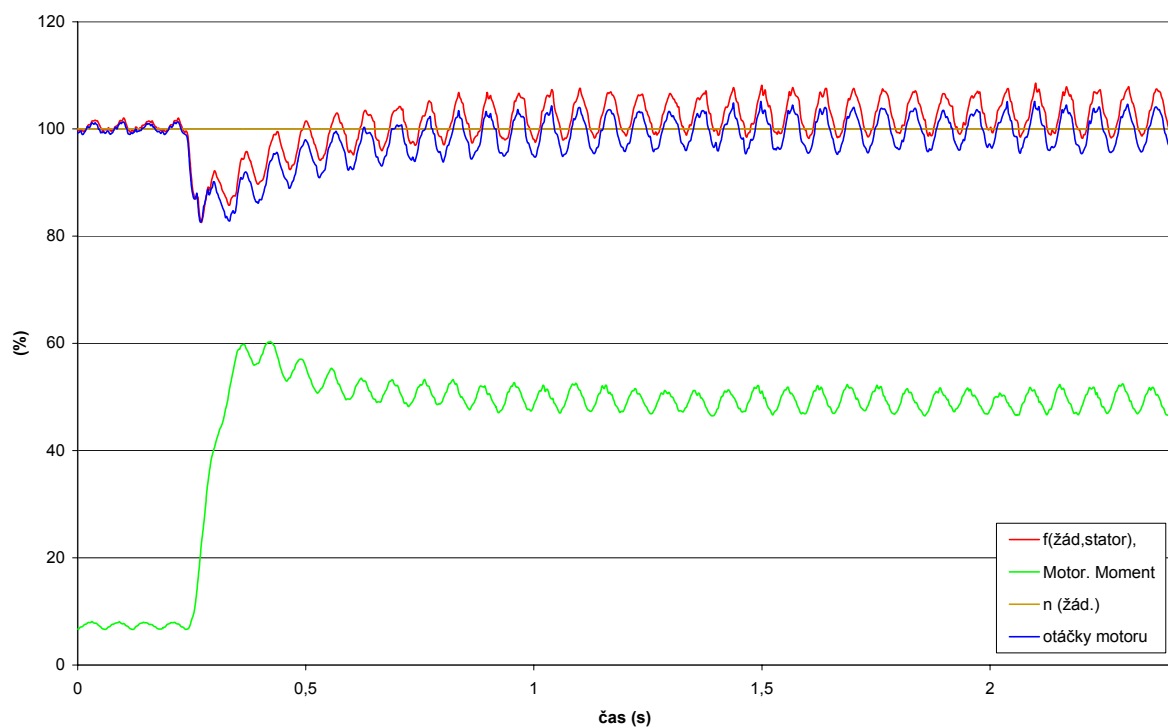


b)

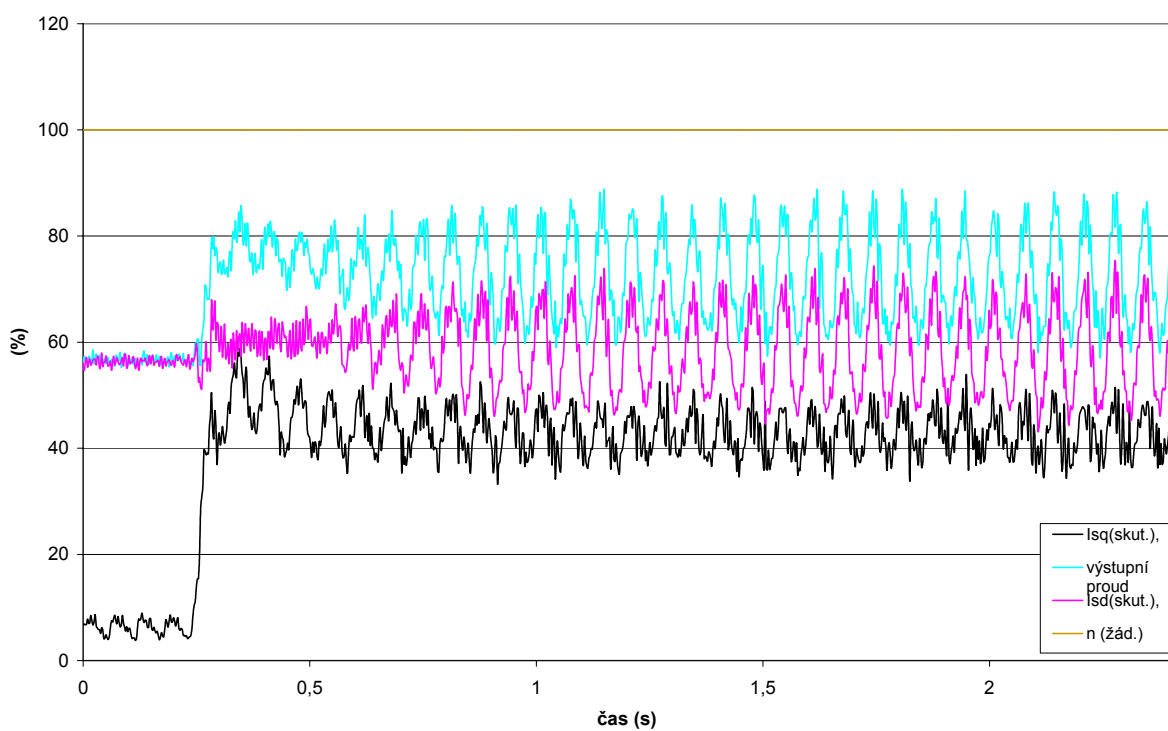
Graf 5.2 Asynchronní motor při sinusovém zatížení s frekvencí 10 Hz (Varianta A)

a) mechanické veličiny

b) elektrické veličiny

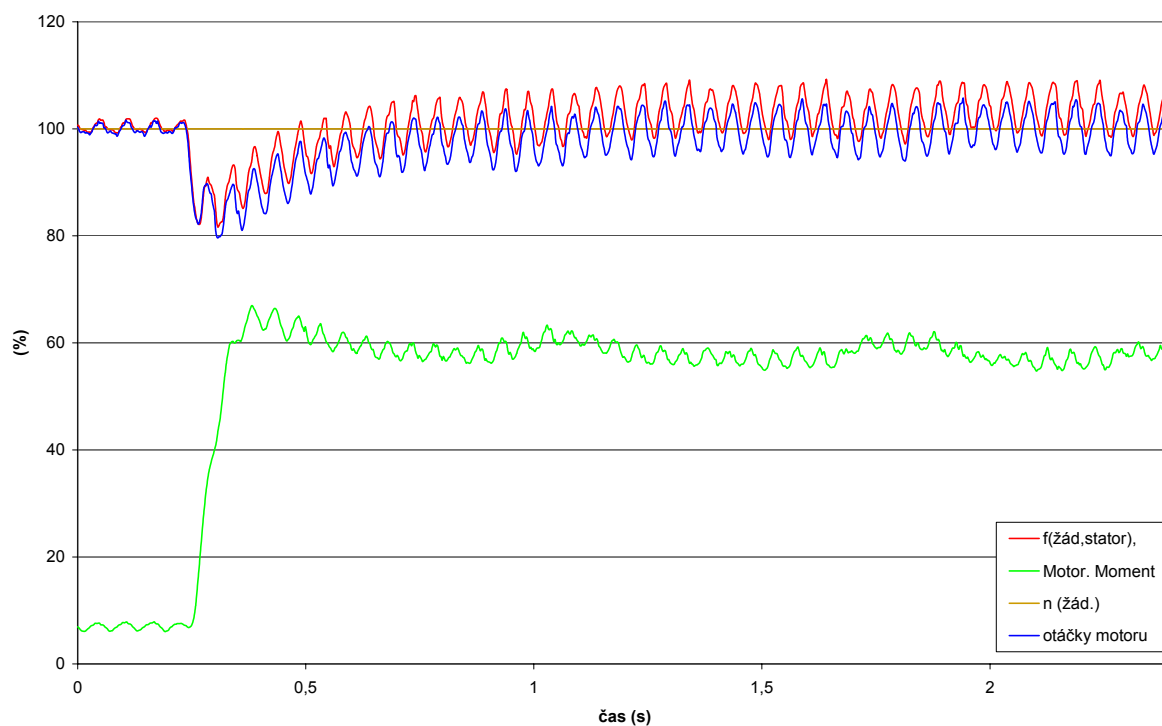


a)

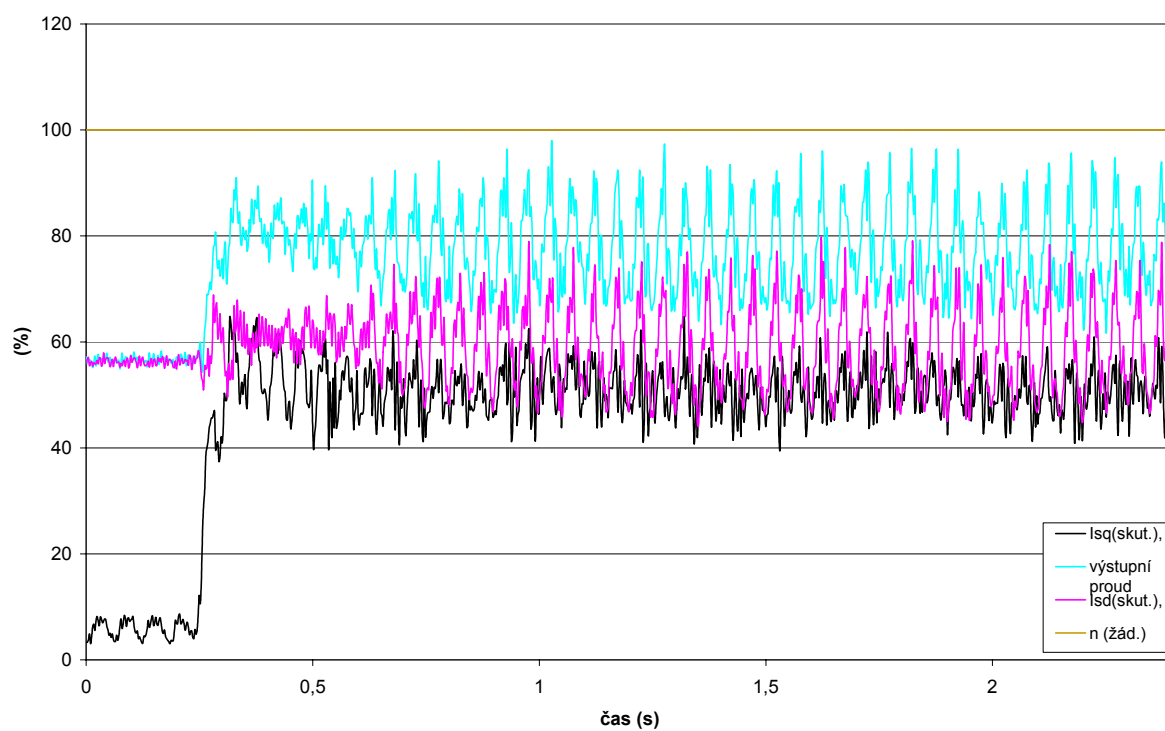


b)

Graf 5.3 Asynchronní motor při sinusovém zatížení s frekvencí 15 Hz (Varianta A)
a) mechanické veličiny
b) elektrické veličiny



a)

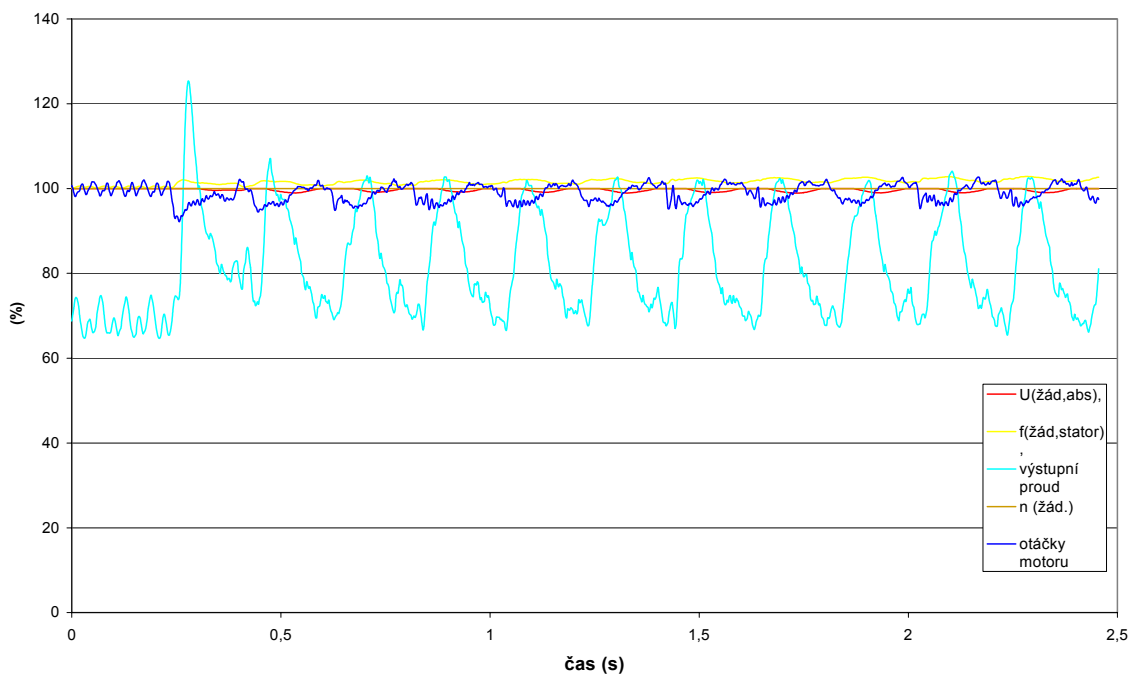


b)

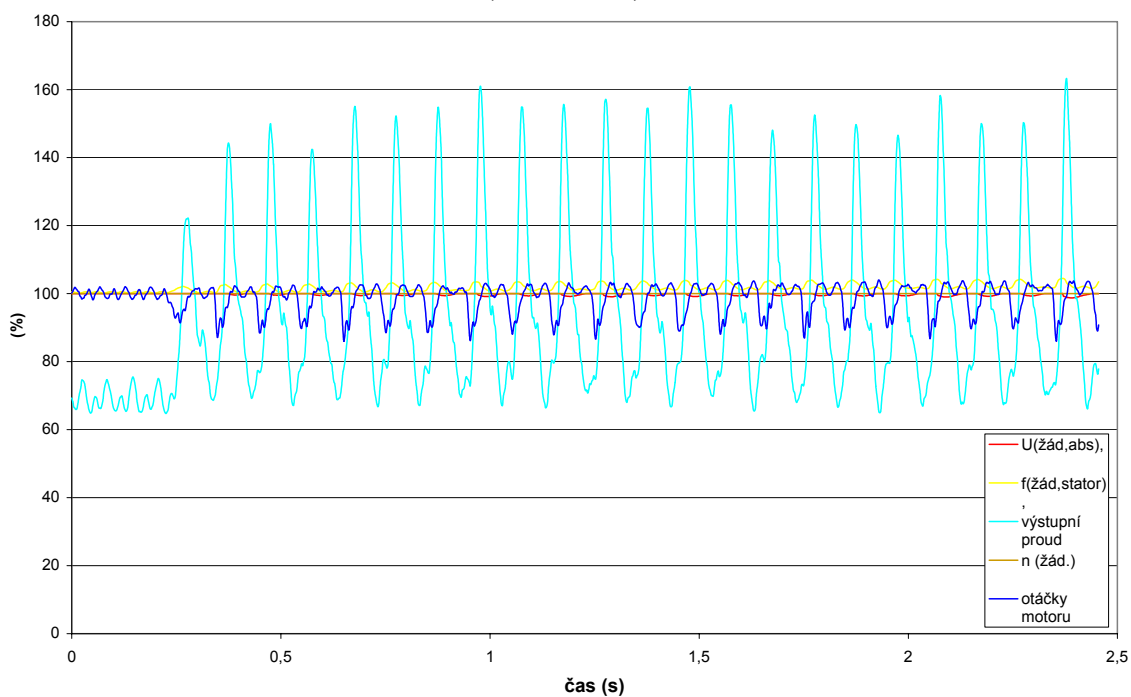
Graf 5.4 Asynchronní motor při sinusovém zatížení s frekvencí 20 Hz (Varianta A)
a) mechanické veličiny
b) elektrické veličiny

5.1.2. Asynchronní motor se skalárním řízením s čidlem otáček při sinusové zátěži

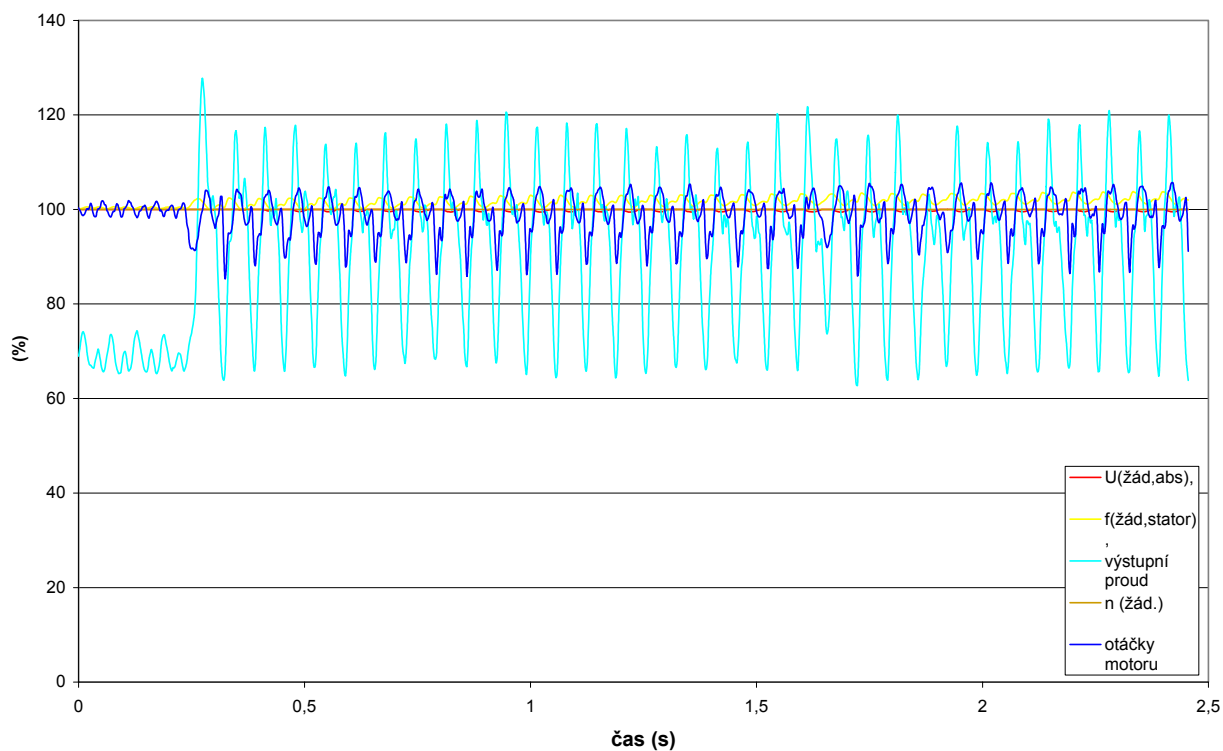
Na následujících grafech 5.5 - 5.8 jsou průběhy základních veličin v případě skalárního řízení s čidlem otáček pro sinusový signál s frekvencemi 5, 10, 15 a 20 Hz. Protože frekvenční měnič při skalárním řízení neumožňuje měřit všechny veličiny jako při řízení vektorovém, pro každou zatěžovací frekvenci je pouze jeden graf. Z jednotlivých grafů opět



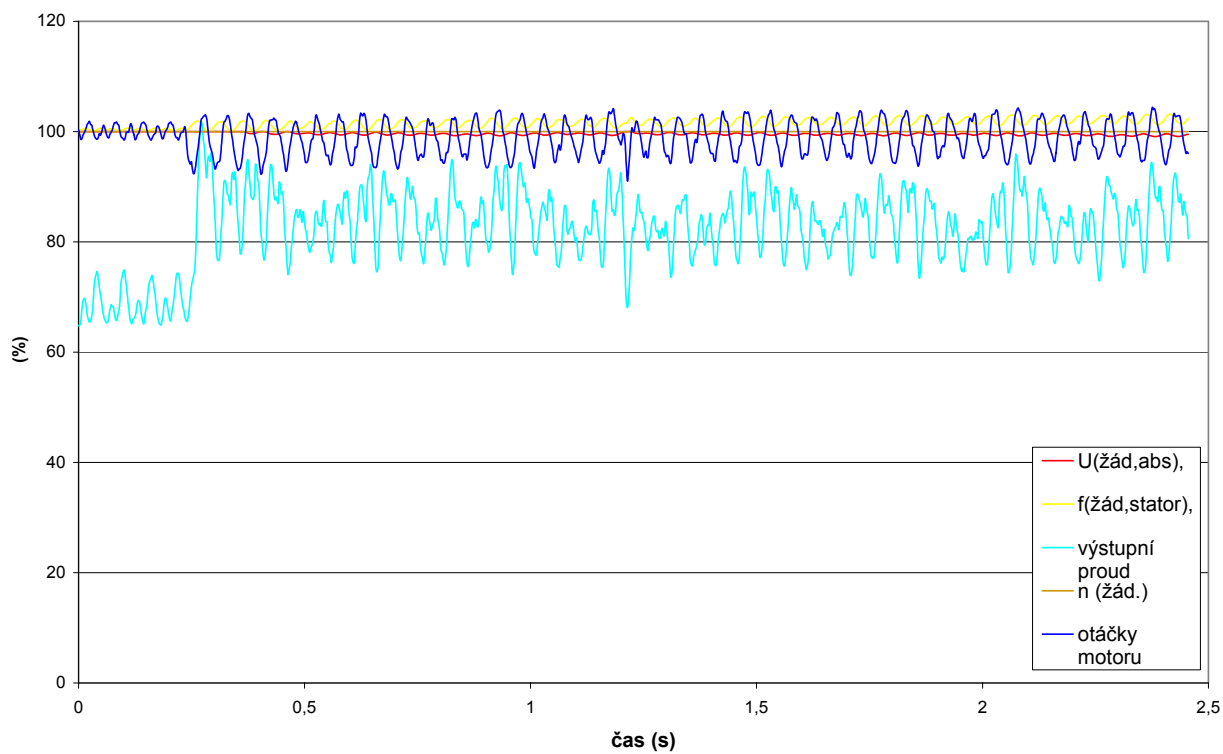
Graf 5.5 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 5 Hz (Varianta B)



Graf 5.6 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 10 Hz (Varianta B)



Graf 5.7 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 15 Hz (Varianta B)

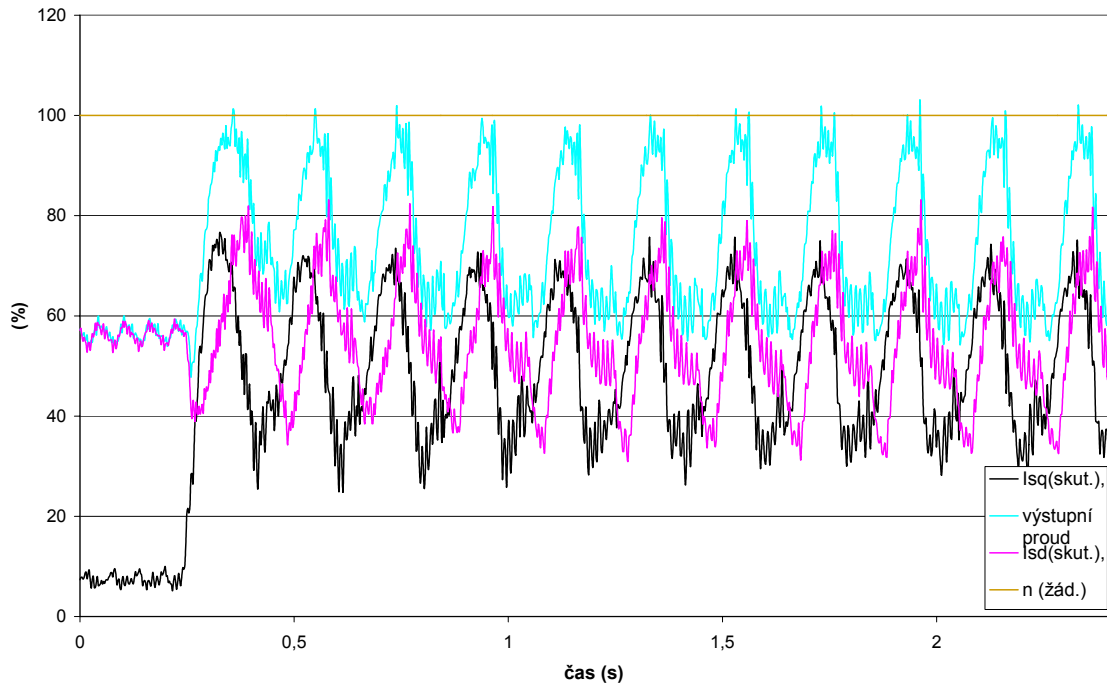


Graf 5.8 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 20 Hz (Varianta B)

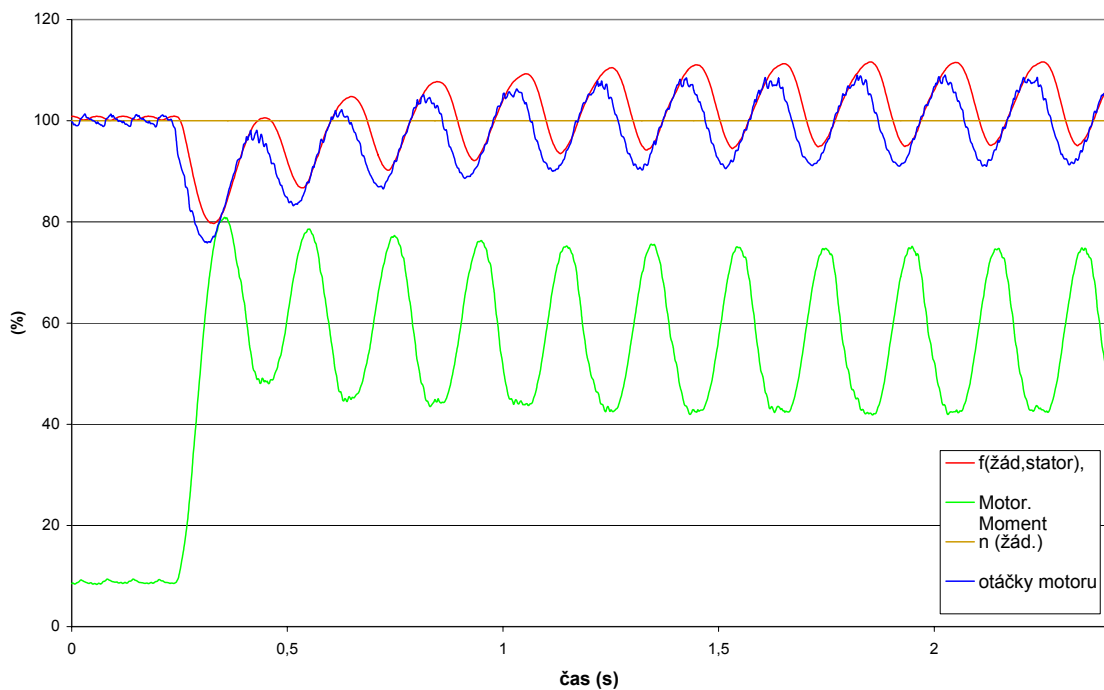
můžeme vysledovat změny chování asynchronního motoru při zvyšování frekvence zátěže. Nejdramatičtější v závislosti na frekvenci zatěžování je průběh proudu. Při frekvenci 5 Hz stačí ještě proud kopírovat zátěžný moment a není potřeba zatížení vyrovnávat pomocí přetížení. Pro frekvenci 10 Hz je však třeba změny zátěžného momentu vyrovnávat pomocí proudového přetížení a maximum proudu dosahuje až 160 % I_n . Při vyšších frekvencích se již maximální hodnoty proudu i rozkmit snižují. Vlivem proudových špiček pro frekvenci 10 Hz dosahuje střední hodnota výstupního proudu 96 %. Pro vyšší frekvence zatěžování střední hodnota proudu klesá, stejně jako pro nižší frekvence zatížení. Pokud se zaměříme na průběhy otáček, tak k největším poklesům dochází při zatěžovací frekvenci 15 Hz, kde dochází až k poklesu 12 %. U ostatních frekvencí jsou poklesy otáček srovnatelné a dosahují hodnot 10 %. K větší odchylce otáček od hodnoty požadované dochází při odlehčování než v důsledku přetěžování. Hodnota žádaného statorového napětí v době odlehčení mírně klesá na rozdíl od statorové frekvence, které je vyšší po dobu zatěžování oproti hodnotě jmenovité. Průběh frekvence a napětí není se zvyšující se frekvencí nijak zkreslen.

5.1.3. Motor s vektorovým řízením bez čidla otáček při sinusové zátěži

Chování asynchronního motoru při vektorovém řízení bez čidla otáček a sinusovém zatěžování je na grafech 5.9 – 5.12.



a)

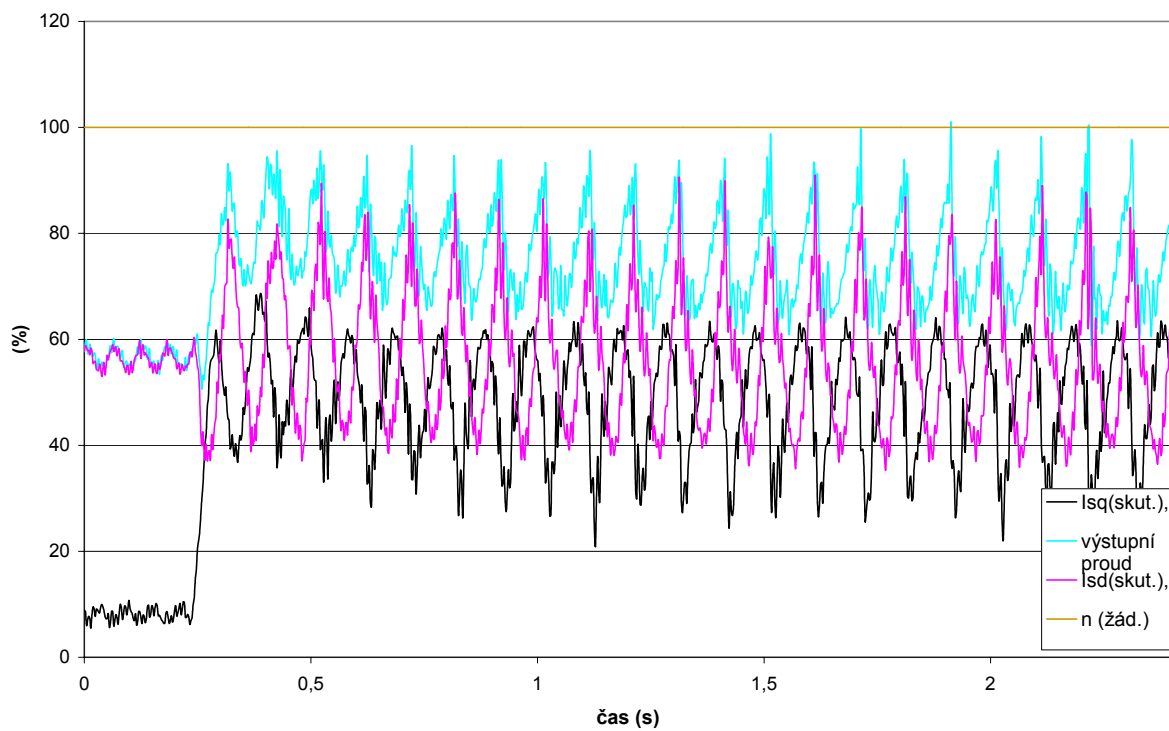


b)

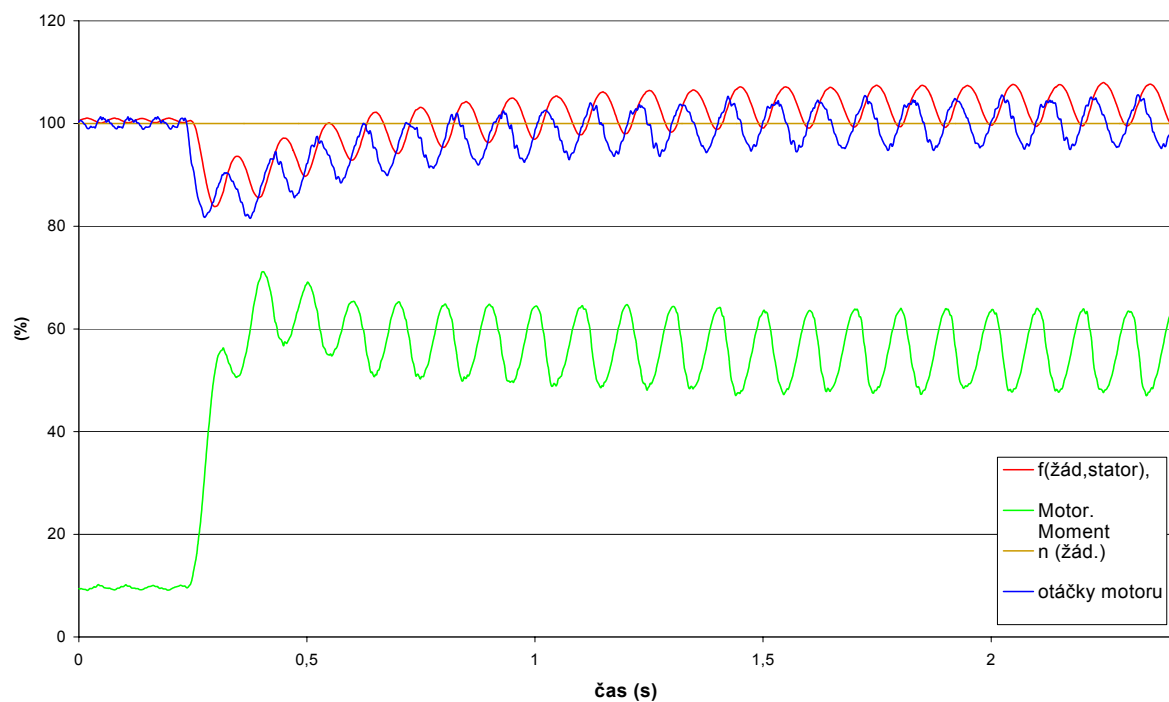
Graf 5.9 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 5 Hz (Varianta C)

a) mechanické veličiny

b) elektrické veličiny



a)



b)

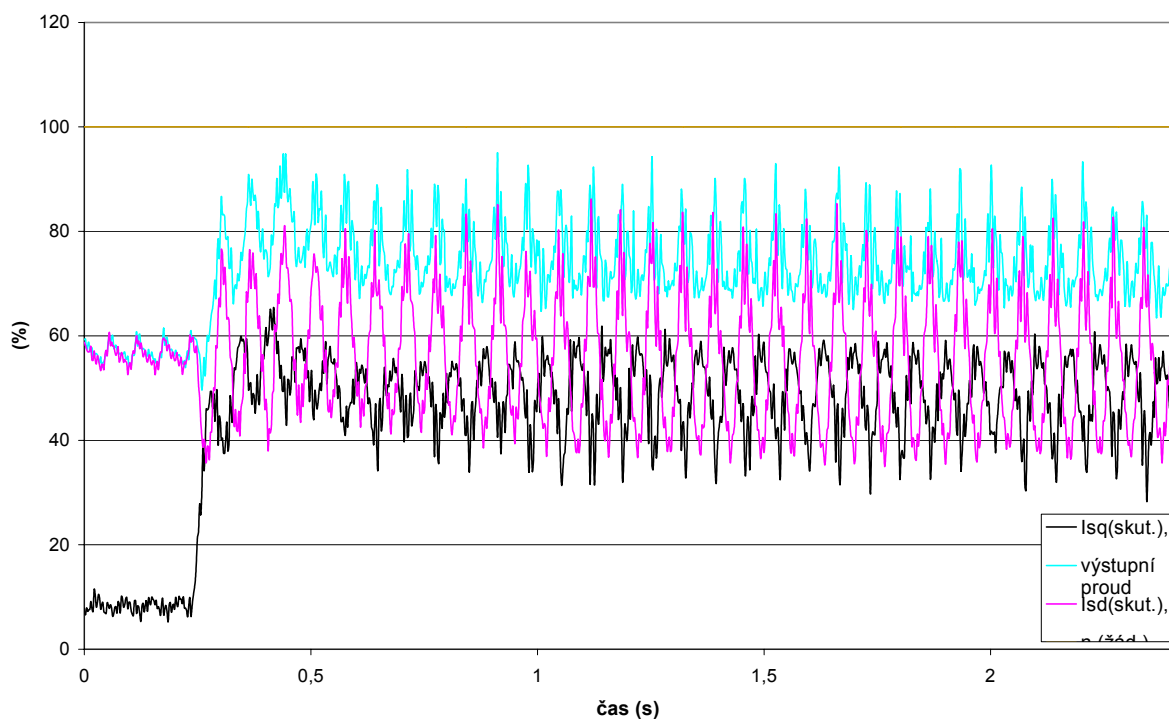
Graf 5.10 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 10 Hz
(Varianta C)

a) mechanické veličiny

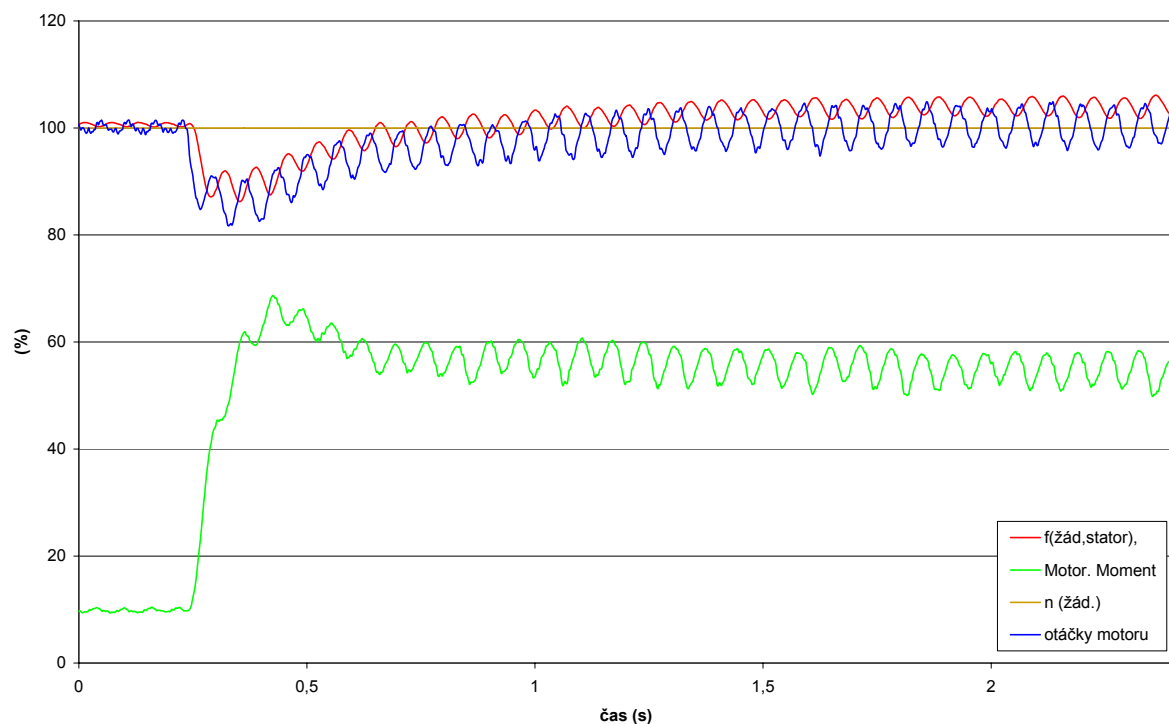
b) elektrické veličiny

Chování motoru při tomto způsobu řízení je velmi podobné jako u varianty A. Se vzrůstající frekvencí klesá rozkmit momentu, otáček i celkového výstupního proudu. Zde je však viditelné zpoždění otáček za požadovanou statorovou frekvencí. Toto zpoždění však

nemá vliv na střední hodnotu otáček oproti variantě A a dosahuje stejných hodnot. Rozdílné je také chování momentotvorné a tokotvorné složky proudů. U této varianty předbíhá tokotvorná



a)



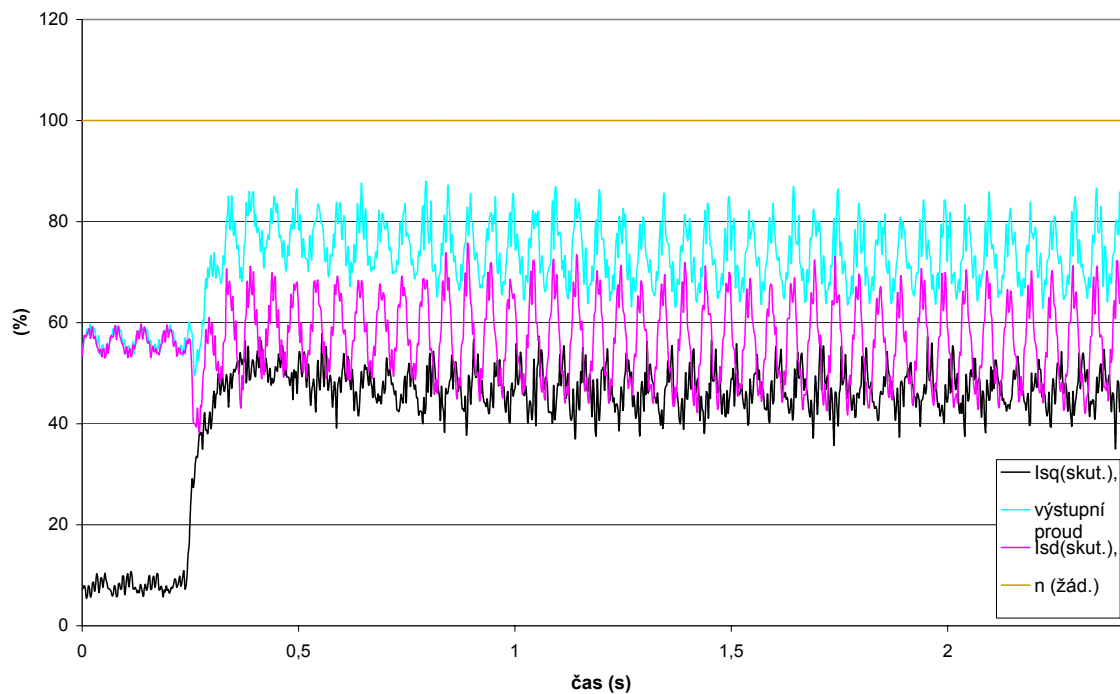
b)

Graf 5.11 Veličin as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 15 Hz
(Varianta C)

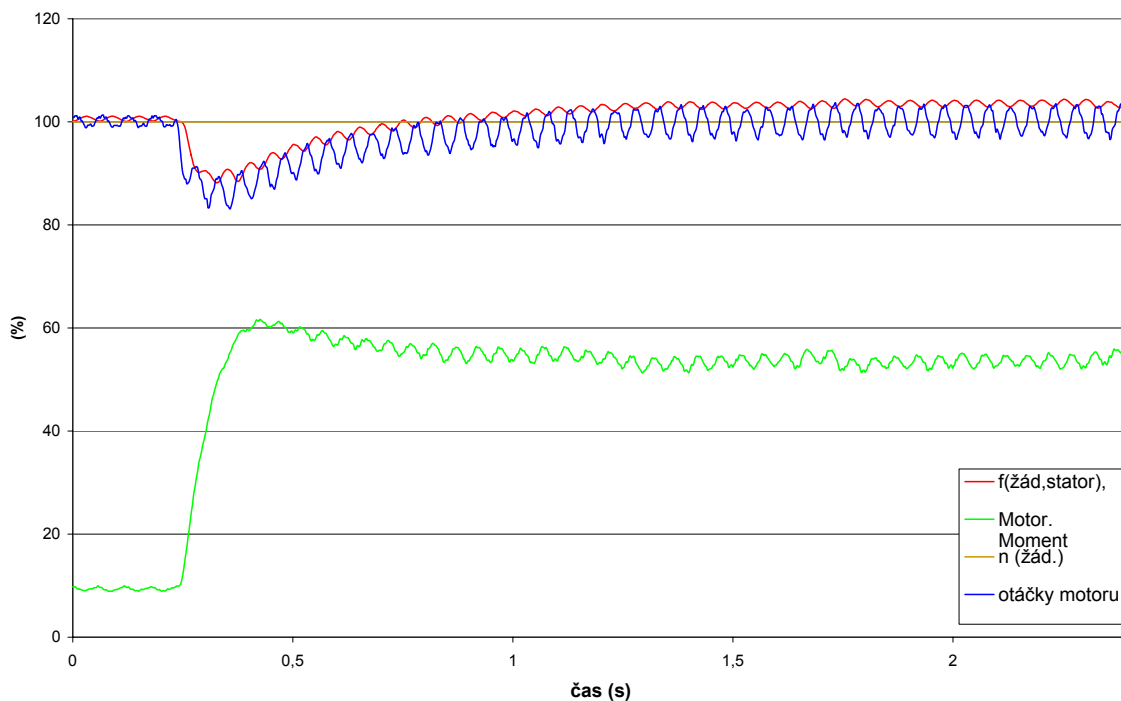
a) mechanické veličiny

b) elektrické veličiny

složka za momentotvornou, v případě řízení varianty A je posuv vidět pouze při frekvenci 5 Hz, při vyšších frekvencích již k fázovému posuvu nedochází. Střední hodnota momentu má s rostoucí frekvencí klesající tendenci a při srovnání s variantou A je o 4–7 % vyšší. Větší rozdíly jsou patrné při nižších frekvencích.



a)



b)

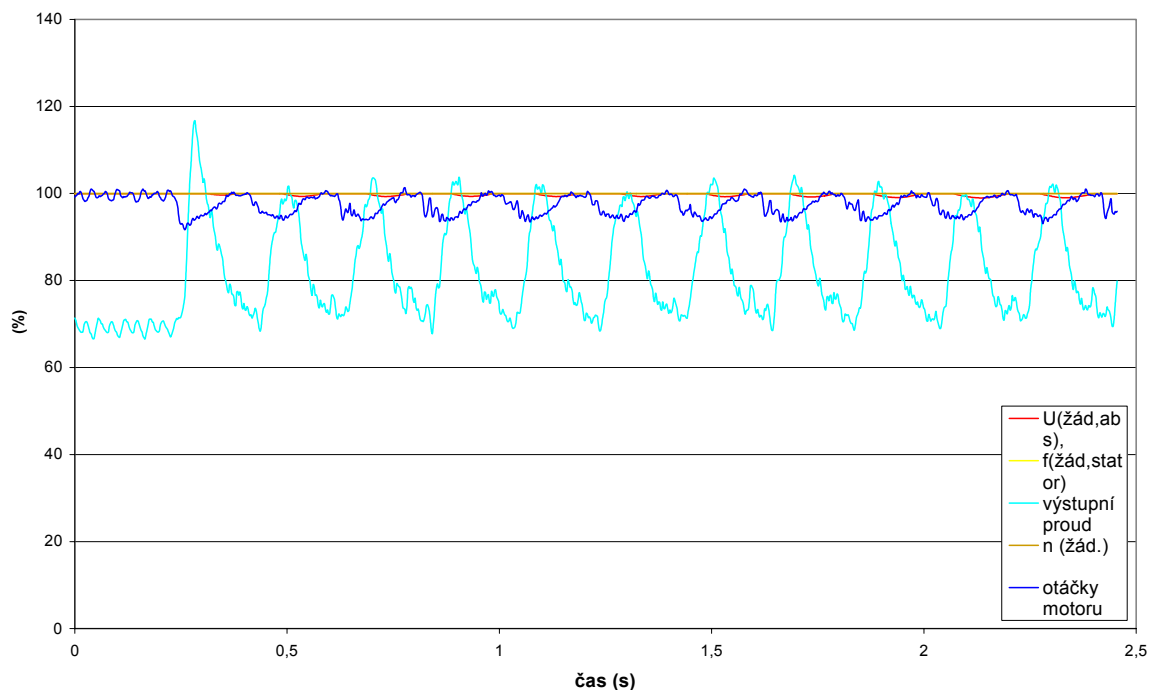
Graf 5.12 Veličiny as. motoru při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 20 Hz
(Varianta C)

a) mechanické veličiny

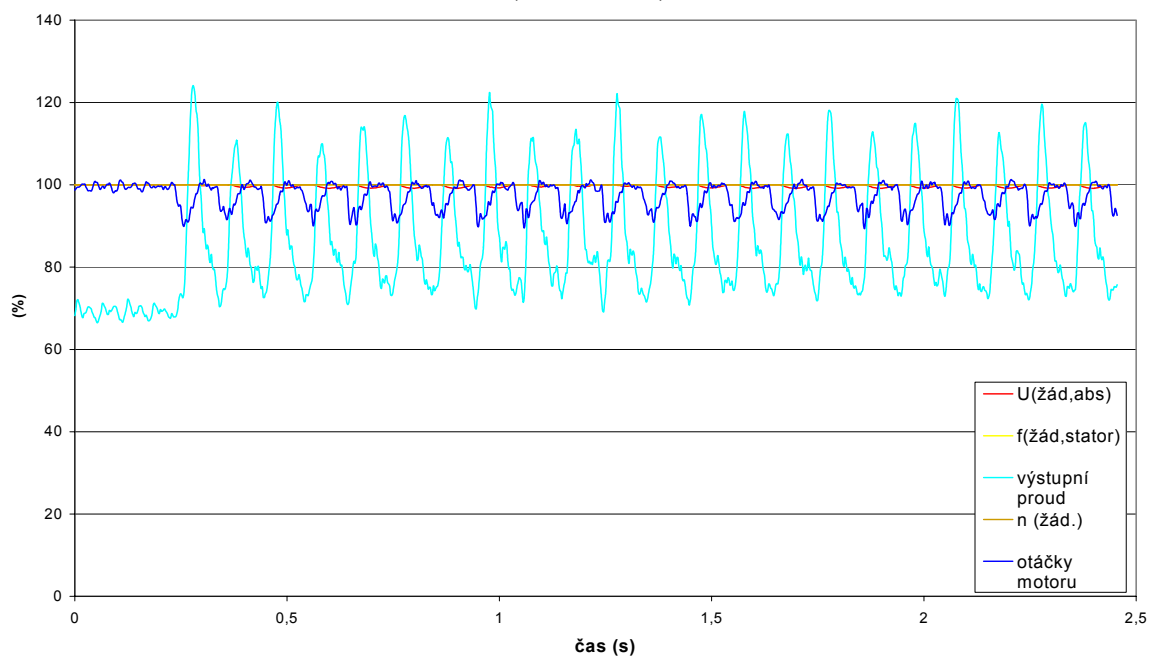
b) elektrické veličiny

5.1.4. Motor se skalárním řízením bez čidla otáček při sinusovém zatěžování

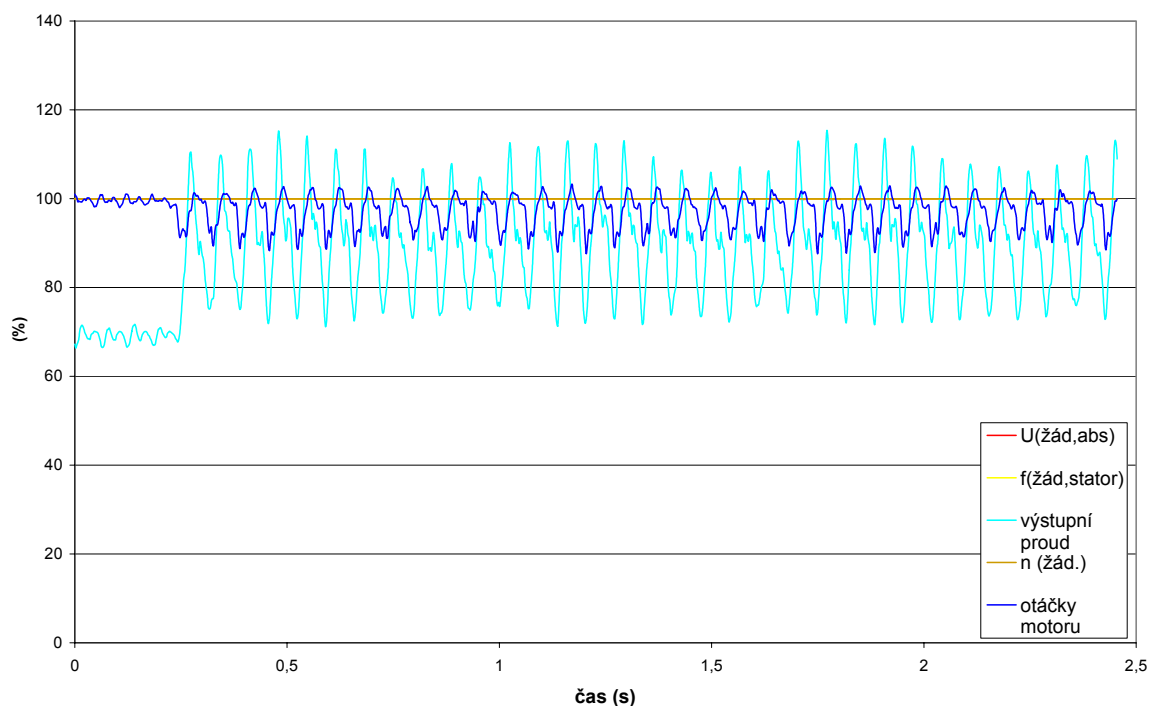
Jaké jsou průběhy základních veličin pro poslední ze čtveřice možností typů řízení jsou na grafech 5.13 – 5.16. I pro tuto variantu řízení můžeme sledovat jak se mění průběhy měřených veličin s narůstající frekvencí zatížení. Pokud se zaměříme na výstupní proud z měniče kmitočtu je vidět, že průběh proudu před připojením zátěže má menší rozkmit než u varianty B. Proto i průběh proudu při zatížení má menší zvlnění.



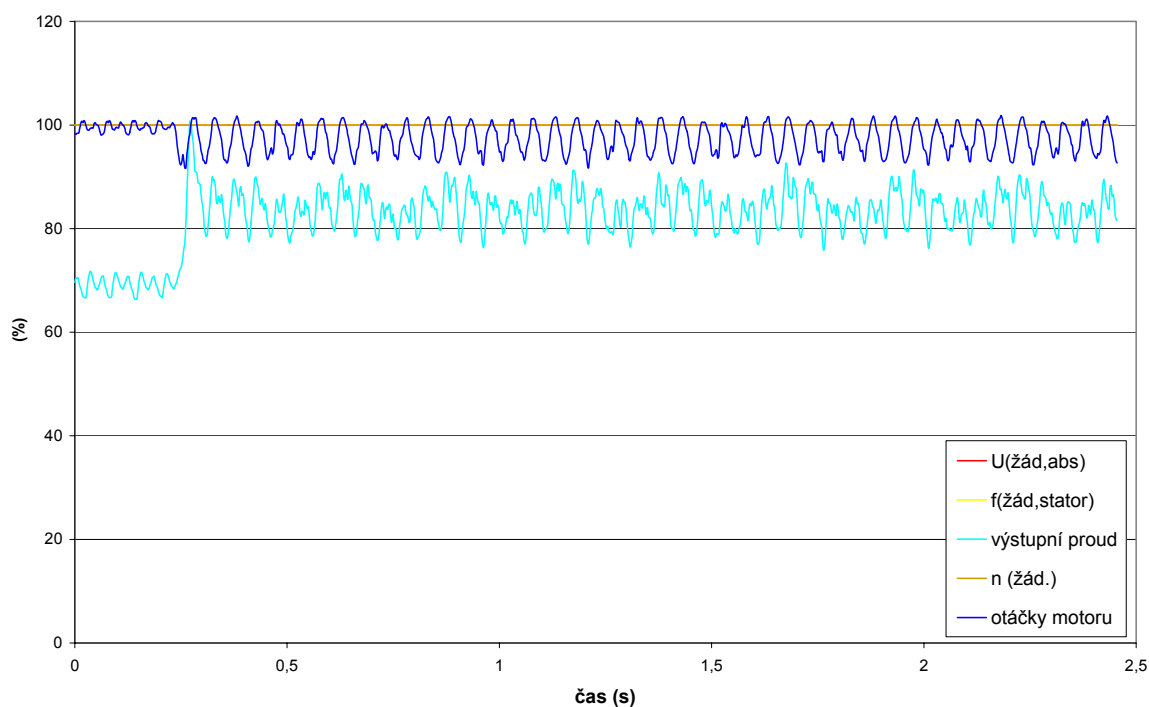
Graf 5.13 Průběhy některých veličin při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 5 Hz (Varianta D)



Graf 5.14 Průběhy některých veličin při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 10 Hz (Varianta D)



Graf 5.15 Průběhy některých veličin při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 15 Hz (Varianta D)



Graf 5.16 Průběhy některých veličin při zatěžování sinusovým průběhem s frekvencí 20 Hz (Varianta D)

Stejně jako u varianty B se při napájecí frekvenci 10 Hz setkáváme s velkými proudovými pulsy, které způsobují nárůst střední hodnoty ustáleného proudu o 5 %. S nárůstem frekvence zatížení se tyto pulsy zmenšují, a tím i střední hodnota ustáleného proudu. S rostoucí zatěžovací frekvencí se rovněž snižuje rozkmit proudu.

Pokud bychom se zaměřili na průběhy otáček, tak střední hodnota otáček je o 3 % nižší než požadovaných 100 % a tento pokles se nijak nemění s frekvencí zatěžování, stejně jako u varianty B. Největší rozkmit nastal pro frekvenci 15 Hz, při zvyšování a snižování zatěžovací frekvence rozkmit otáček klesal.

Hodnota požadované statorové frekvence a požadovaného statorového napětí se téměř nemění a na jejich průběh nemá vliv ani rostoucí zatěžovací frekvence.

5.1.5. Srovnání chování motoru při sinusovém zatěžování při různých variantách řízení

Nejprve je nutné zdůraznit, že dříve, než se objevily problémy při zvyšující se frekvenci proměnného zatěžování, narazil jsem na nedostatek na straně měřicí karty, neboť již při frekvenci zatížení 25 Hz nebyla schopna měřicí karta Humusoft spolehlivě dodávat signál v požadované kvalitě. Pro frekvenci 25 Hz jsem tedy chování motoru odměřil, ale zde ho neuvádím a pro níže uvedené závěry jsem zpracované hodnoty použil pouze doplňkově.

Z naměřených výsledků vyplývá, že skalární a vektorové řízení reaguje na tento konkrétní typ zatěžovacího momentu zcela rozdílně. Pokud se využije otáčkové čidlo, jeho vliv je téměř zanedbatelný.

Asi nejdůležitější je pro koncového uživatele průběh otáček. Z uvedených průběhů je zcela zřejmé (grafy 5.1-4b a 5.9-12b), že u vektorového řízení mají průběhy otáček větší rozkmit, který s rostoucí frekvencí klesá. Střední ustálená hodnota otáček se pohybuje v rozmezí ± 1 % požadovaných otáček. Pro řízení skalární je rozkmit největší pro 15 Hz, s vyššími i nižšími frekvencemi klesá a střední hodnota otáček se pohybuje 1 – 2 % pod požadovanými otáčkami. U varianty bez čidla otáček je střední hodnota na úrovni 97 % žádaných otáček.

Další veličinou je výstupní proud. Zde můžeme zcela jednoznačně prohlásit, že velikost výstupního proudu je o 10 % až 15 % větší u skalárního řízení než u vektorového. U vektorového řízení dochází se zvyšováním frekvence zatěžování k zmenšování rozkmitu výstupního proudu u řízení skalárního je rozkmit největší pro frekvence 10 Hz.

Pro režimy s vektorovým řízením je v grafech vidět průběh momentu. Výpočet hodnoty momentu je patrný z obr. 1.4.3, z něhož je vidět, že moment je vypočítáván z okamžitých hodnot proudů, z úhlu natočení a z magnetického toku. Tento výpočet je značně náročný na čas, což se projevuje při vyšších frekvencích zátěžného momentu. Měnič nestačí reagovat na okamžitou hodnotu momentu na hřídeli a skutečný průběh je nahrazován střední hodnotou.

Poslední veličinou pro všechny varianty řízení je požadovaná statorová frekvence. Z grafů je vidět, že u vektorového řízení se její průběh mění se změnou zátěžné frekvence a má zásadní vliv na výsledné otáčky motoru, zatímco u skalárního řízení se mění pouze minimálně a je v protifázi k otáčkám motoru.

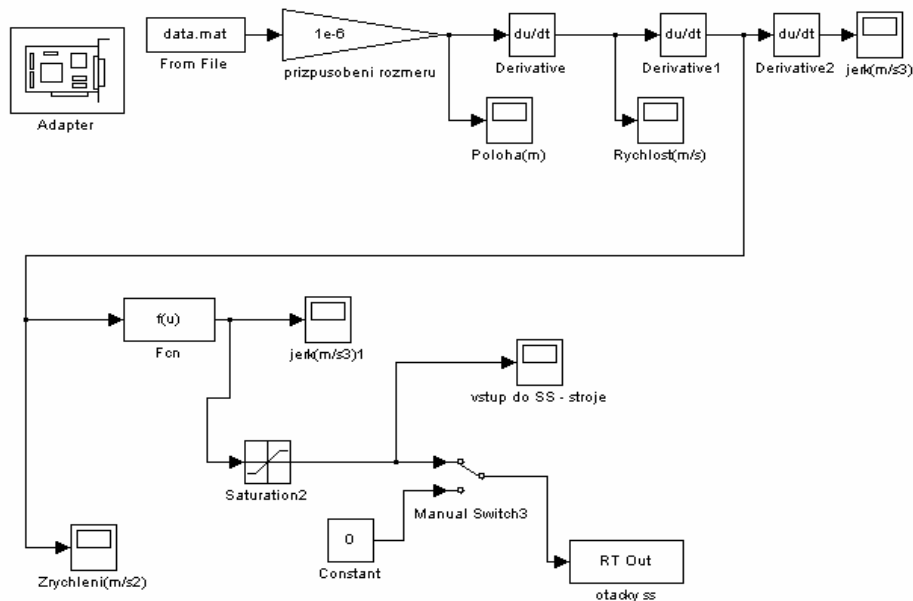
Z jednotlivých podružných závěrů vyplývajících z průběhů některých veličin vyplývá, že pro takto se měnící zátěž není možné zcela jednoznačně označit, která z provozovaných variant řízení je lepší. Záleží na koncovém uživateli, zda-li bude motor provozovat s velkým rozptylem otáček a s přesnější výslednou střední hodnotou, nebo motor bude mít rozptyl otáček menší, ale s vyšší spotřebou a s nižší střední hodnotou otáček, kterou je možné upravit navýšením požadovaných otáček.

5.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatížení dané rozváděcím mechanismem na doprřadacím stroji

Průběhy momentů, kterými jsou v průmyslu zatěžovány hnací stroje, mohou nabývat rozmanitých forem. Stanovit, který pohon, a který způsob řízení je pro dané zařízení nejlepší, může být velmi obtížné. Částečně při rozhodování poslouží dnes velmi hojně používané počítačové modelování. Žádný z modelů však není zcela dokonalý a zohlednit veškeré faktory do zjednodušeného modelu je téměř nemožné, např. kvůli obtížnosti resp. nemožnosti měření některých koeficientů.

Soustrojí, se kterým bylo experimentováno, a kterému se věnuji v této práci, umožňuje reálně zařízení vyzkoušet, zda by byl tento konkrétní pohon vhodný pro pohánění daného zařízení nebo mechanismu. Dá se jistě namítnout, že získané průběhy otáček a ostatních veličin jsou platné pouze pro daný výkon motoru a v jiných případech se již motor může chovat jinak. Je třeba si však uvědomit, že frekvenční měnič Mastredrives Vektor Control 6SE70 je určen pro výkonovou řadu až do jmenovitého proudu 759 A a algoritmus řízení je pro všechny výkonové řady stejný. Dá se tedy předpokládat, že pokud má motor určité vlastnosti se zátěží, která se mění v rozsahu 0 – 50 % jmenovitého výkonu měniče, tak díky stejnému algoritmu řízení se bude chovat přinejmenším podobně pro 3, 30, 300 A, s tím rozdílem, že odebírané proudy budou větší.

Abych mohl vyzkoušet chování motoru se skutečnou zátěží, která se vyskytuje na reálném zařízení, využil jsem spolupráce katedry KEL s Výzkumným ústavem textilních strojů v Liberci a podařilo se mi získat průběh úhlového zrychlení na hřídeli rozváděcího soustrojí doprřadacího stroje. Doprřadací stroj slouží k zpracování polotovaru ve formě pramene z přírodního nebo syntetického materiálu na přízi. Úkolem rozváděcího zařízení je rozvést příze na její dutinku po definované trajektorii. Vytvořený návin tak musí splňovat požadavky stanovené navazujícími zpracujícími technologiemi. Na obr. 5.1 je model rozváděcího mechanismu v programu Matlab Simulink.



Obr. 5.1 Model části rozváděcího ústrojí s výstupem na kartu Humusoft v programu Matlab Simulink

Úroveň zatížení asynchronního motoru je dána velikostí požadovaného zátěžného momentu stejnosměrného motoru. Bylo proto nutné získaný průběh úhlového zesílení upravit na přijatelnou úroveň tak, aby ho bylo možné použít jako požadovanou hodnotu momentu.

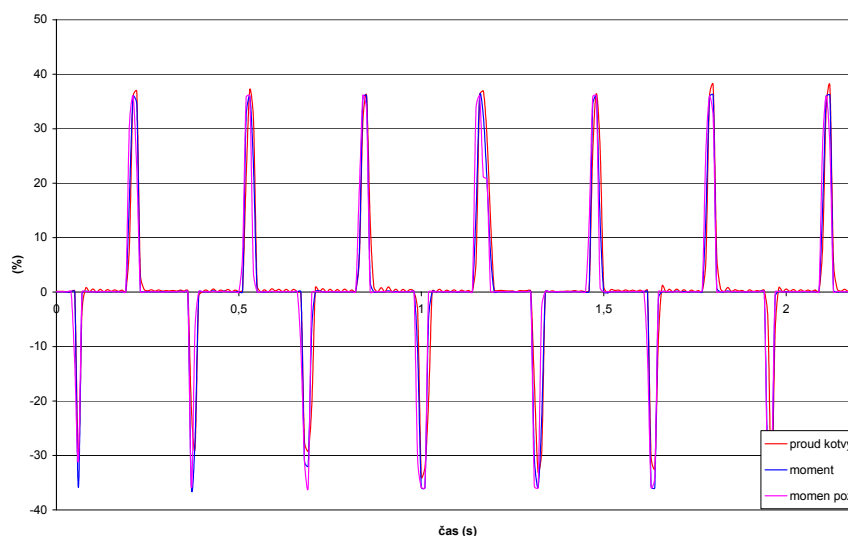
$$M_d = M - M_z = \frac{d(J \cdot \omega)}{dt} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ}{dt} = J \cdot \varepsilon + \omega \frac{dJ}{dt} \quad (5.2.1)$$

Protože moment je dán součinem úhlového zrychlení a momentu setrvačnosti (rce 5.2.1), úpravou hodnoty úhlového zrychlení došlo k zahrnutí momentu setrvačnosti do hodnoty momentu. Moment setrvačnosti se skládá z momentu setrvačnosti motoru, hřídele a poháněného soustrojí. Jeho hodnotu jsem bohužel neznal a úpravou hodnot úhlového zrychlení jsem z něho udělal konstantu. Maximální hodnotu momentu jsem zvolil tak, že dosahovala hodnoty jmenovitého zatížení. Průběh zátěžného momentu spolu s proudem kotvy stejnosměrného motoru je na grafu 5.2.1.

Měření jsem provedl pro dvě hodnoty požadovaných otáček a sice pro jmenovitou hodnotu otáček motoru a pro hodnotu otáček, které odpovídají rychlosti otáčení reálného stroje. Měření byla provedena pro všechny varianty řízení A – D.

Výstupem modelu je signál, který je vyveden na kartu Humusoft a ten je přiveden na analogový vstup stejnosměrného stroje a generuje tak časově proměnný zátěžný moment. Vstupní hodnoty jsou naměřeny na reálném zařízení a udávají polohu koncového bodu té části rozváděcího mechanismu, která udává trajektorii příze. Vstupní hodnoty mají diskrétní charakter v závislosti na čase a jsou v milimetrech. Tyto hodnoty jsou upraveny vynásobením převodní konstanty tak, aby jejich rozměr byl v metrech, pak se derivují. Ačkoliv jsou vstupní hodnoty diskrétní, Matlab je interpoluje a provede spojitou derivaci. První derivaci polohy získáme průběh rychlosti hřídele motoru. Po druhé derivaci signálu polohy dostaneme průběh úhlové rychlosti na hřídeli motoru. Tento signál je nutné upravit pro potřeby karty Humusoft tak, aby dosahoval hodnot ± 1 , což odpovídá výstupnímu napětí karty ± 10 V a je v něm zahrnut i moment setrvačnosti. Takové napětí je již vhodné pro analogový vstup do měniče Simoreg. Pokud signál polohy derivujeme potřetí, získáme průběh trhu, který nemá přímou souvislost s prováděnými měřeními a je zde ponechán pouze pro zajímavost. Každou z uvedených veličin je možné zobrazit.

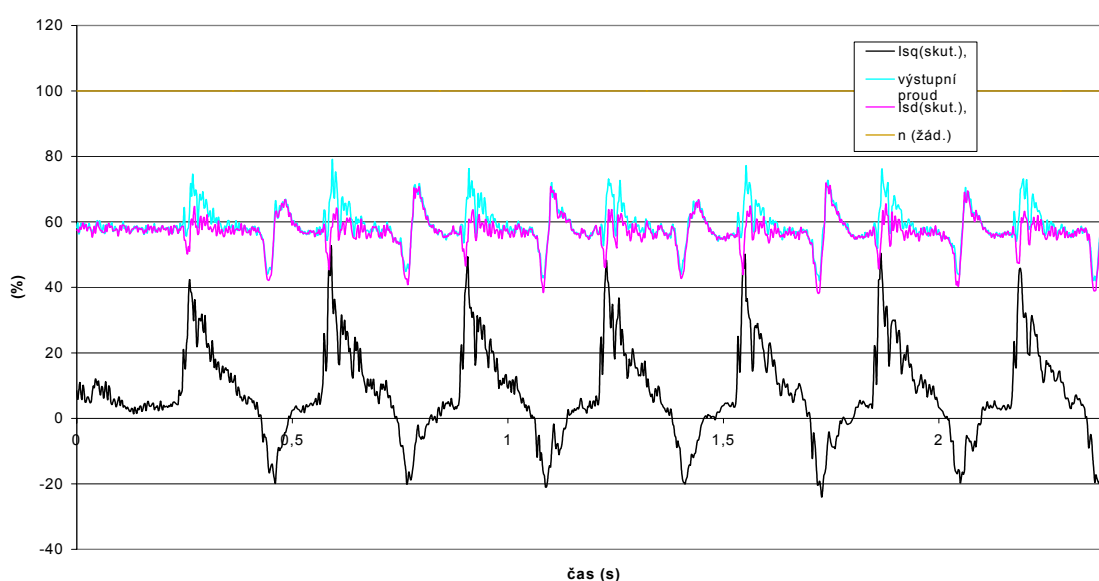
Výsledný průběh proudu, požadovaného a skutečného momentu ve stejnosměrném stroji je v grafu 5.2.1.



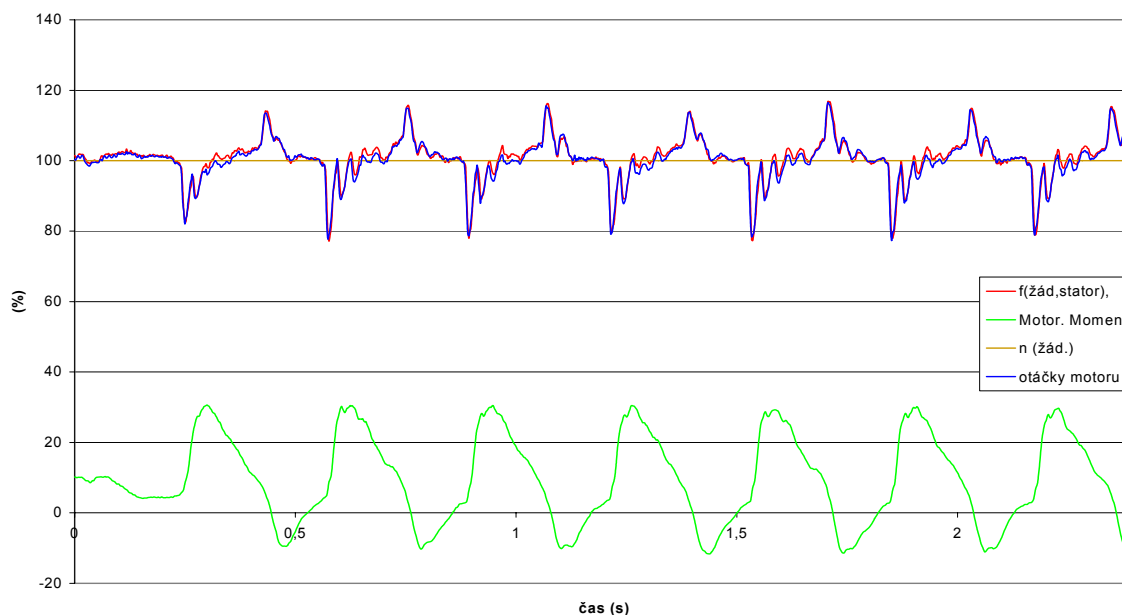
Graf 5.2.1 Proud a moment v stejnosměrném motoru při zatěžování dané rozváděcím mechanismem (měřeno pomocí Simoregu)

5.2.1. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozváděcím mechanismem při různých variantách řízení s čidlem otáček

Vlastní měření probíhalo tak, že asynchronní motor jsem pomocí frekvenčního měniče Simovert roztočil na požadované otáčky. Frekvenční měnič byl pro každou variantu řízení optimalizován a parametry regulátoru byly upraveny dle tabulky 4.2. Potom byl spuštěn stejnosměrný motor a nakonec spuštěna simulace v Matlabu. Pomocí vhodného nastavení zapínacího impulsu byl v měniči Simovert spuštěn záznam dat a tato data byla přenesena do počítače.



Graf 5.2.2 Proudů as. motoru při zatížení dané rozváděcím mechanismem se jmenovitými otáčkami (varianta A)

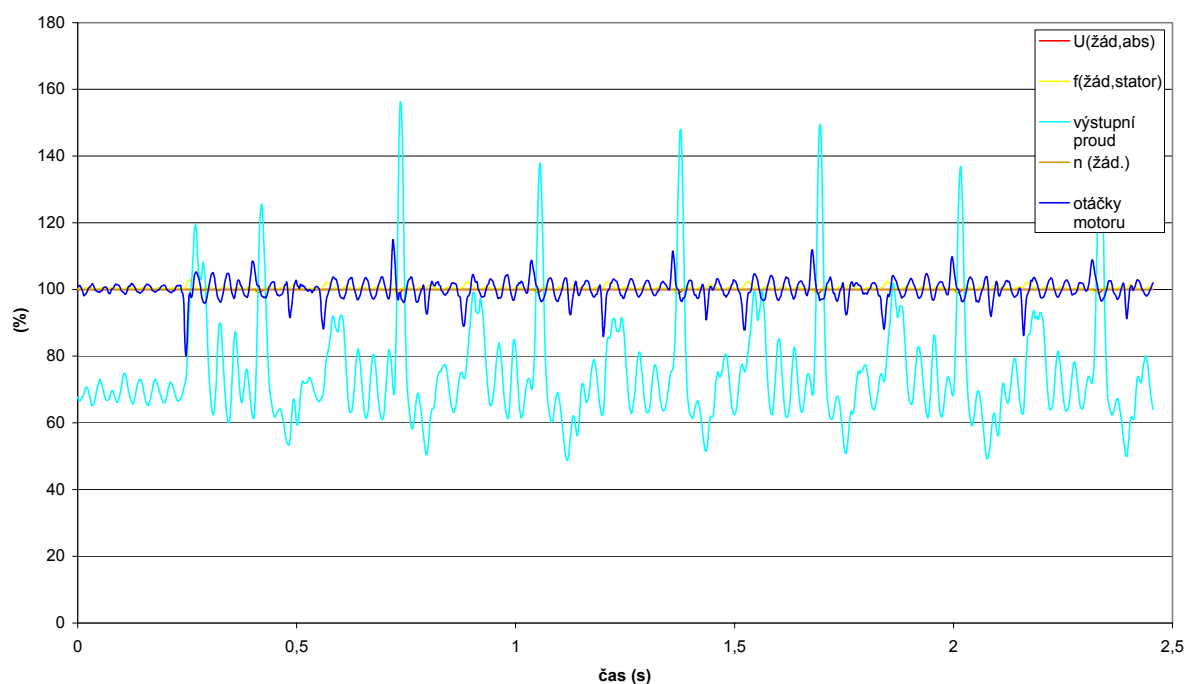


Graf 5.2.3 Průběhy otáček a momentu při zatěžování dané navíječkovým mechanismem se jmenovitými otáčkami (varianta A)

V grafu 5.2.2 a 5.2.3 jsou průběhy mechanických a elektrických veličin při zatěžování momentem, který je určen rozváděcím mechanismem při jmenovitých otáčkách a vektorovém řízení s čidlem otáček.

Pokud sledujeme průběhy proudů, nejdynamičtější chování nastává podle předpokladů u momentotvorné složky proudu. Ta reaguje na změny zátěže tak, že při zvyšujícím se zatížení její hodnota roste a s odlehčením klesá. Při změně charakteru zátěže z motorické do generátorické dochází k urychlování asynchronního motoru, který se brání tím, že brzdí. To se projeví změnou směru proudu momentotvorné složky. Následuje opět odlehčení a celý cyklus se opakuje. Tokotvorná složka proudu by podle teorie měla být po celou dobu konstantní. Z grafu však vyplývá, že se i tato složka mění a ovlivňuje tak magnetické poměry v motoru. Celkový proud, který je součtem obou složek, se mění přibližně od 42 % do 78 % tzn. že je stále odebírán ze sítě a nikdy nedochází ke změně jeho směru.

V grafu 5.2.3 je nejdůležitější průběh otáček, který s minimálním zpožděním kopíruje statorovou frekvenci a mění se v rozsahu 79 až 113 % otáček jmenovitých. Z průběhu momentu je jasné vidět kdy je jeho hodnota záporná, nebo-li kdy motor brzdí. Průběhy některých veličin při skalárním řízení s čidlem otáček a zátěží danou rozváděcím mechanismem jsou v grafu 5.2.4.

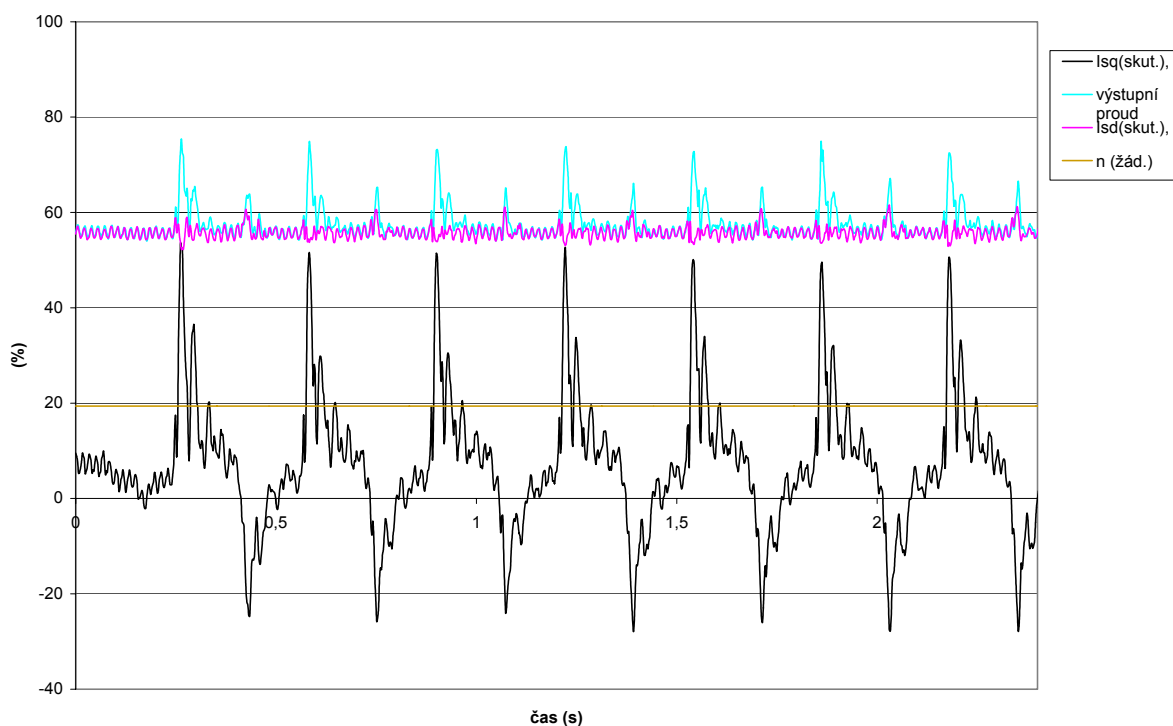


Graf 5.2.4 Zatěžování momentem rozváděcího mechanismu se jmenovitými otáčkami (Varianta B)

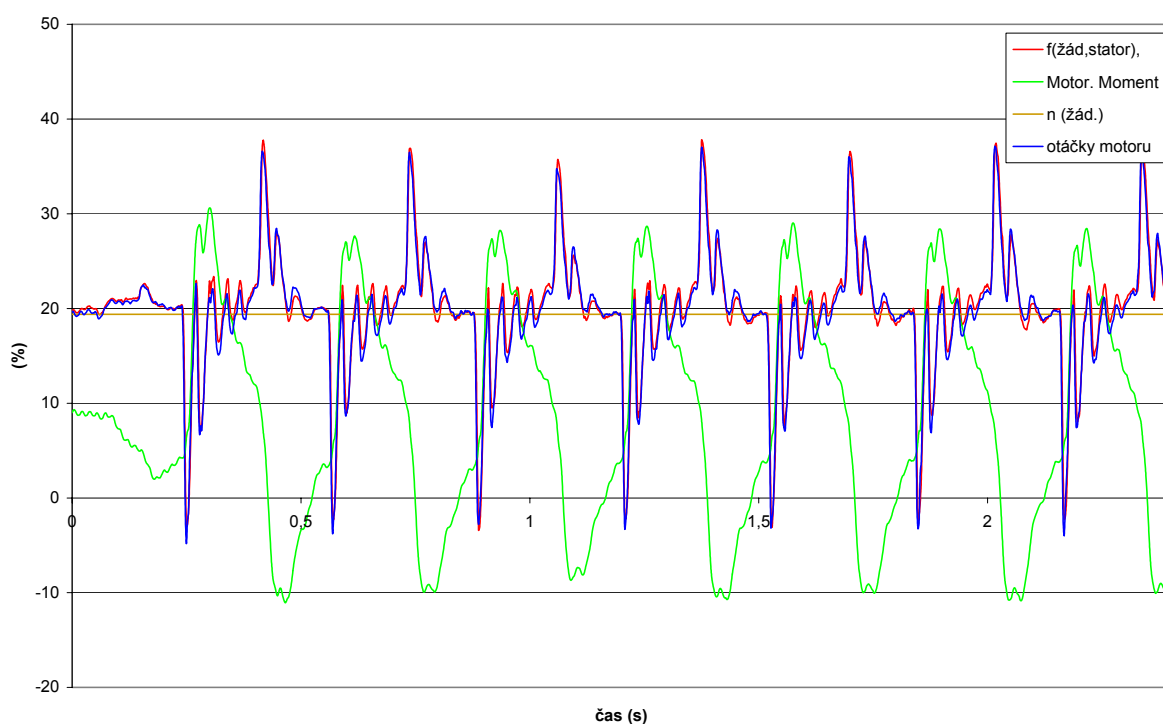
Jak je z grafu 5.2.4 vidět, otáčky motoru se v tomto případě mění v intervalu 97–108 % otáček jmenovitých. Pokud srovnáme průběh proudu a otáček, je vidět, že velké proudové špičky, až 155 % vznikají v době, kdy je motor zátěží urychlován. Pokud je naopak zátěží bržděn, proud narůstá také, ale dosahuje maximálně jmenovitého momentu. Průběh výstupní frekvence kolísá ± 1 % kolem své jmenovité hodnoty stejně jako průběh výstupního napětí.

V provozu se však daný motor neotáčí rychlostí 1000 ot.min^{-1} , jak tomu bylo u předchozích měření, ale mnohem pomaleji. Jedné otáčky odpovídá jedna perioda zátěžného cyklu z grafu 5.2.1. Pokud přepočítáme tuto dobu na otáčky, zjistíme, že odpovídá požadovaná hodnota otáček 194 ot.min^{-1} tj. 19,4 % otáček jmenovitých. Následující měření proto odpovídají těmto požadovaným otáčkám.

V grafu 5.2.5 a 5.2.6 jsou průběhy veličin při vektorovém řízení se zatížením daným rozváděcím mechanismem.



Graf 5.2.5 Výstupní proudy při zatěžování dané rozváděcí mechanismem s provozními otáčkami (varianta A)

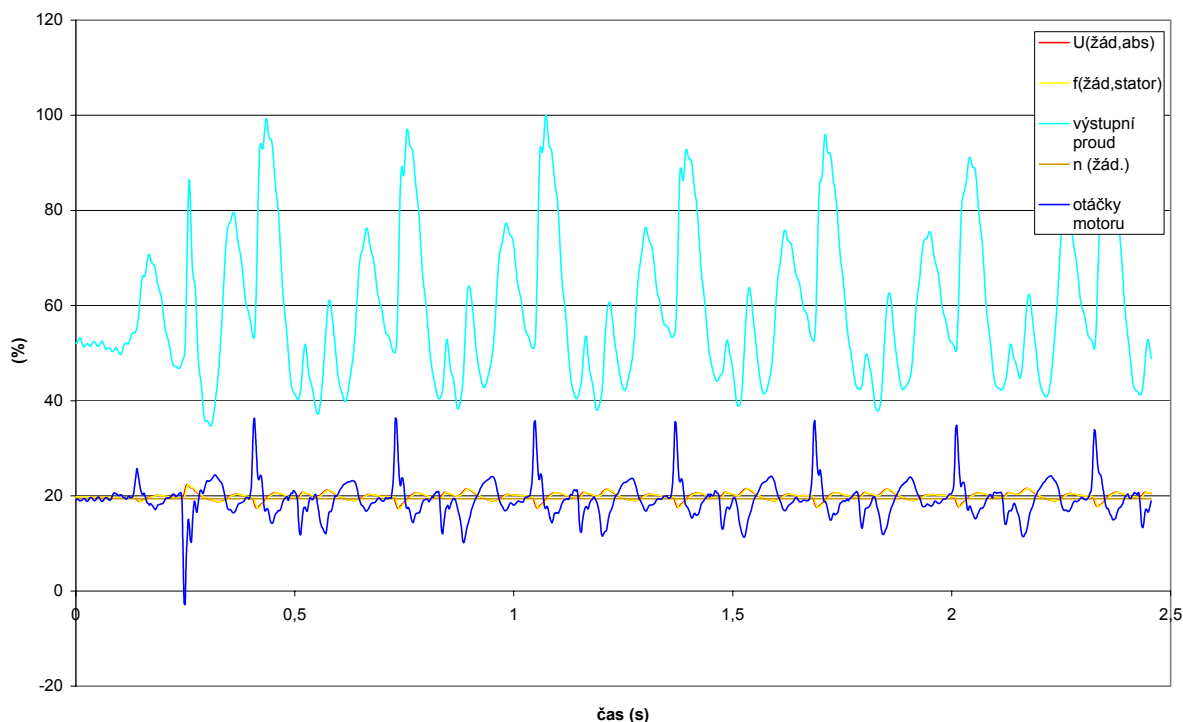


Graf 5.2.6 Výstupní veličiny při zatěžování dané rozváděcí mechanismem s provozními otáčkami (varianta A)

Porovnáním grafů 5.2.2 a 5.2.5 vidíme, že momentotvorné složky mají velmi podobný tvar. Při vyšší požadované rychlosti má momentotvorná složka proudu pro udržení vyšší hodnoty otáček větší špičky. Při porovnání tokotvorných složek zjistíme, že při nižší

požadované rychlosti se tokotvorná složka mění pouze v oblasti brzdění, jinak zůstává téměř na konstantní hodnotě a nedochází tak k ovlivňování magnetických poměrů v motoru. Důsledkem toho je, že výsledný proud se v případě nižší požadované rychlosti mění v intervalu 54–74 % proudu jmenovitého.

Při sledování průběhu momentu motoru můžeme opět sledovat intervaly, při kterých byl motor urychlován a při kterých byl brzděn. Moment potřebný na brzdění a na urychlení motoru je stejný jako v grafu 5.2.2. Velmi zajímavý je v tomto případě průběh otáček. Je zde přesně vidět, kdy byl motor zatěžován a kdy byl odlehčován a urychlován. Je také vidět, že při maximálním zatížení byl moment motoru menší než odpovídalo momentu zátěže a motor je tak přetáčen v protisměru (graf 5.2.7). Statorová frekvence opět téměř kopíruje průběh otáček.

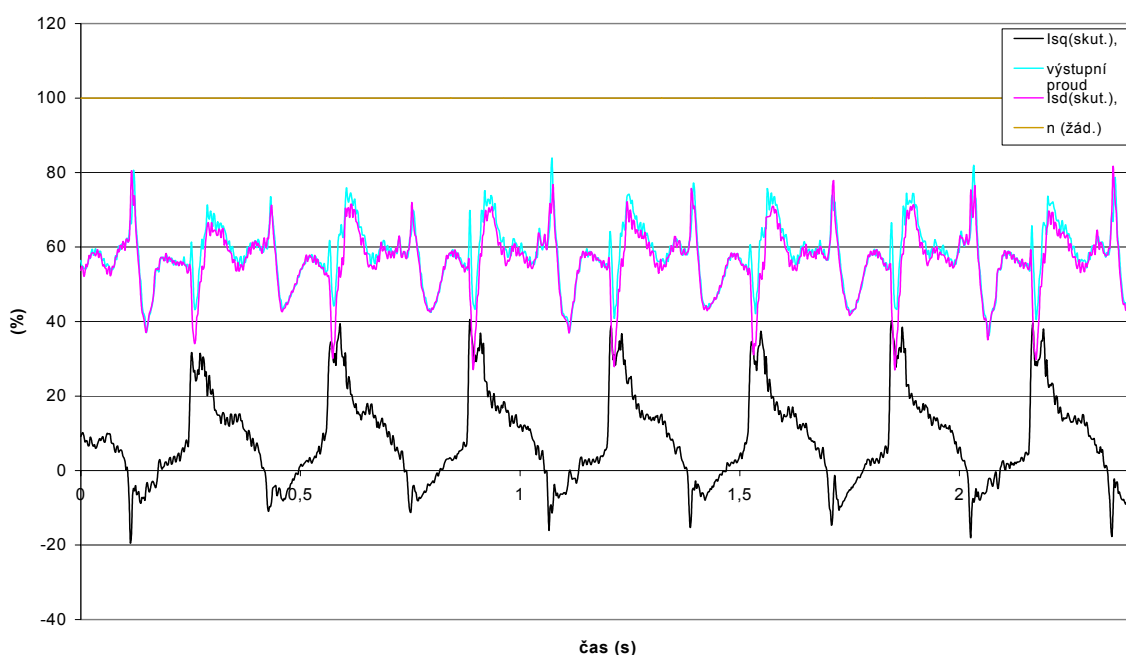


5.2.7 Zatěžování momentem, který je dán rozváděcím mechanismem s otáčkami, které odpovídají otáčkám provozním (Varianta B)

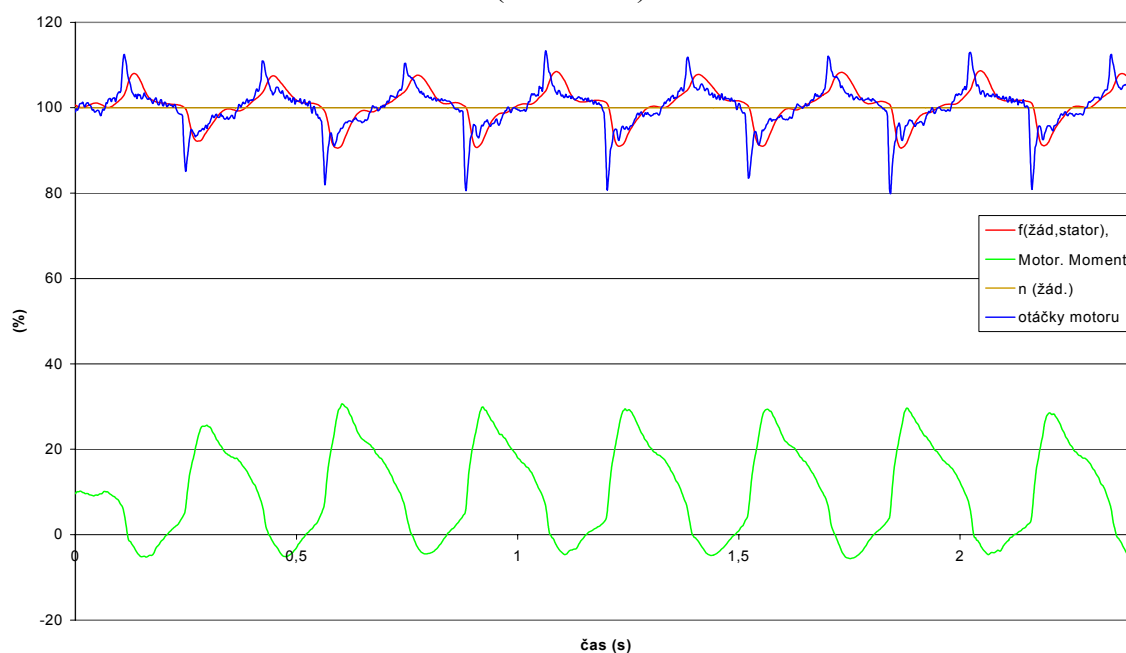
Pokud srovnáme grafy 5.2.4 a 5.2.7, které odpovídají stejnému typu řízení, vidíme, že proud při nižších požadovaných otáčkách má menší špičky a jeho střední hodnota je nižší. Otáčky motoru leží v intervalu 14–35 % tzn., že pro měnič je větší problém udržet otáčky při brzdění než při zatěžování. Mimo první zatěžovací skok neklesají otáčky pod nulu a motor tedy není přetáčen jako v případě varianty A. Statorová frekvence a napětí se příliš nemění a mírně oscilují kolem hodnoty 19,4 % svých jmenovitých hodnot.

5.2.2. Asynchronní motor s frekvenčním měničem při zatěžování rozdávěcím mechanismem s variantou řízení bez čidla otáček

Stejně jako při předchozích měřeních porovnáme chování motoru při řízení s čidlem otáček a změnou vlastnosti pohonu, pokud je provozován bez čidla otáček při jmenovitých otáčkách a při otáčkách, které odpovídají otáčkám pracovního stroje. V grafu 5.2.8 a 5.2.9 jsou průběhy měřených veličin motoru se zatížením daným rozváděcím mechanismem při vektorovém řízení bez čidla otáček.



Graf 5.2.8 Průběhy výstupních proudů při zatěžování dané rozváděcím mechanismem (varianta C)

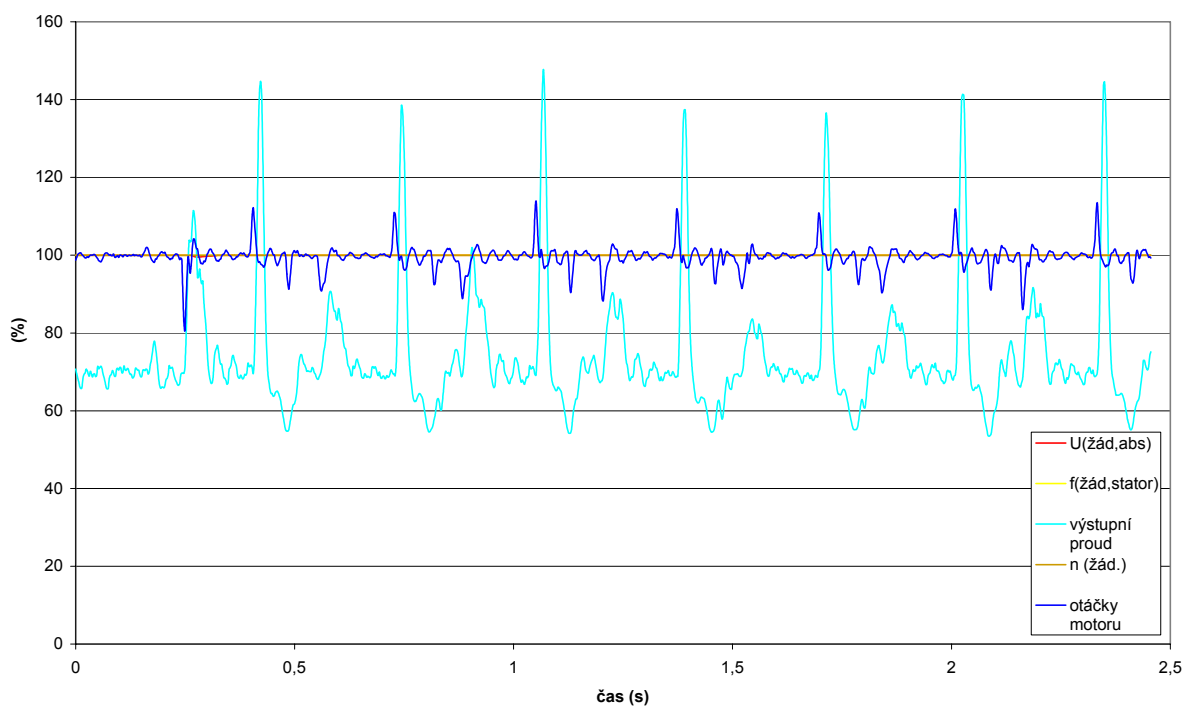


Graf 5.2.9 Výstupní veličiny při zatěžování daným rozváděcím mechanismem (varianta C)

Graf 5.2.8, na kterém jsou složky proudu I_{sd} , I_{sq} a celkový proud, můžeme srovnávat s grafem 5.2.2. Pokud se zaměříme na momentotvornou složku proudu I_{sq} , tak i zde jsou kladné špičky proudu, které reagují na zvyšující se zatížení a záporné špičky proudu v čase, kdy motor brzdí. V tomto případě jsou však tyto špičky menší, v kladném případě o 8 % a v záporném směru o 2 – 5 %. Pokud sledujeme tokotvornou složku proudu I_{sd} , má tato složka větší rozptýl hodnot než u řízení s čidlem otáček a nejsou zde žádné úseky, při kterých by tokotvorná složka byla konstantní. Při zatěžování je vidět velký pokles až na hodnotu 30 %, přestože průměrná hodnota je přibližně 57 %. Výstupní proud je součtem obou složek a jeho střední hodnota je asi o 2 % nižší než v případě varianty A.

V grafu 5.2.9 je nejzajímavější průběh otáček, kde jsou jasně patrné fáze zatěžování, odlehčování a urychlování motoru. Pokud průběh otáček srovnáme s průběhem v grafu 5.2.3, zjistíme, že v tomto případě jsou poklesy otáček při zatěžování až o 3 % nižší, stejně jako ve fázích brzdění.

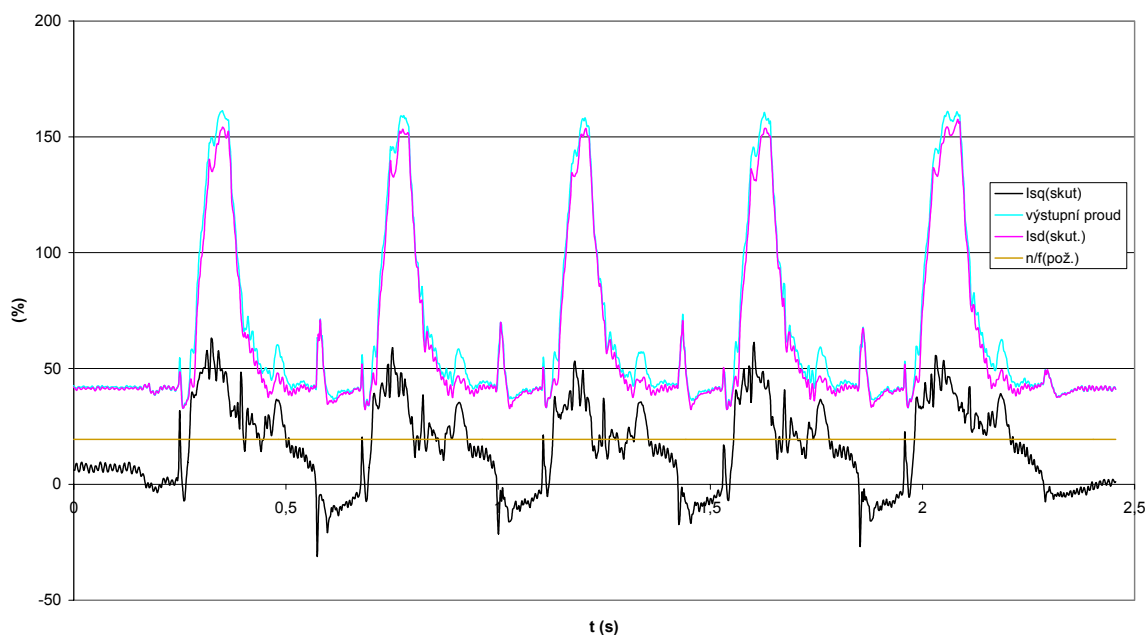
Ukázka chování asynchronního motoru při zatěžování momentem rozváděcího ústrojí při skalárním řízení bez čidla otáček je na grafu 5.2.10



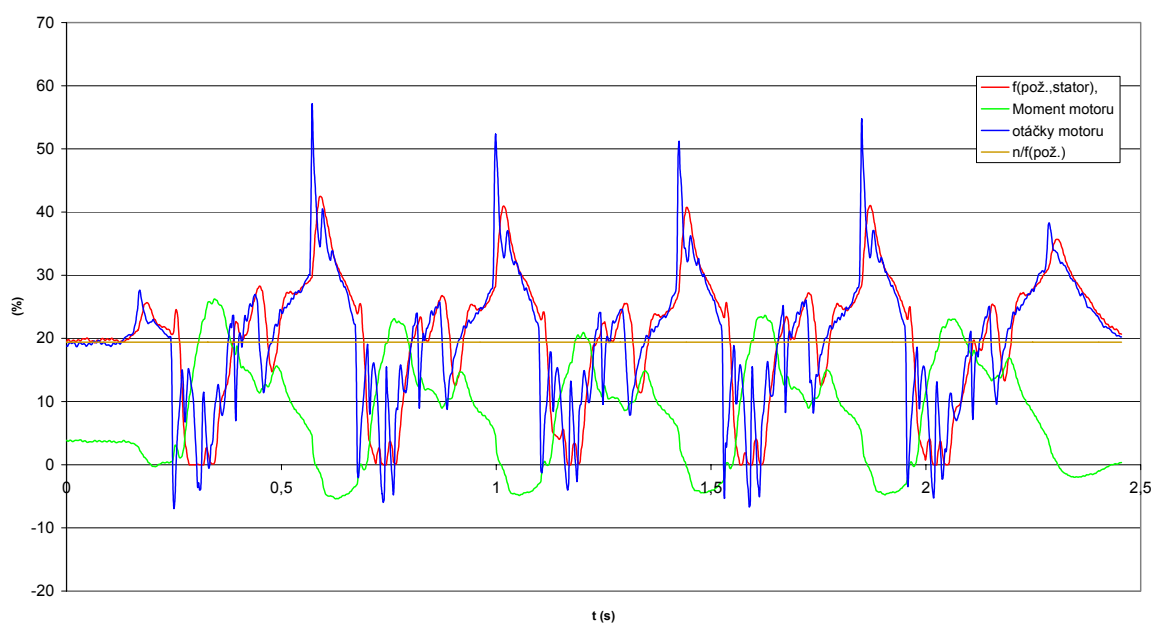
Graf 5.2.10 Průběhy veličin při zatěžování momentem, který je dán rozváděcím mechanismem (Varianta D)

Při tomto způsobu řízení se otáčky pohybují kolem požadované hodnoty a pouze při zatěžování a urychlování motoru se na krátkou dobu od žádaných otáček odchyľují, maximálně však o 13 %. Proud motoru je velmi neustálený a při zatěžování dosahuje maxima kolem 80–100 %, při brzdění jsou špičky až 148 %. Průběhy napětí a frekvence zůstávají po celou dobu zatěžování na konstantní hodnotě 100 %. Pokud srovnáme graf 5.2.10 a 5.2.4, nezaznamenáme mezi těmito dvěma způsoby řízení žádný velký rozdíl.

Stejně jako v předchozích režimech řízení s čidlem otáček, jsem měřil i pro tyto způsoby řízení průběhy při jmenovitých otáčkách i při otáčkách, které odpovídaly otáčkám pracovního stroje. V grafech 5.2.11 a 5.2.12 jsou průběhy některých veličin pohonu při vektorovém řízení bez čidla otáček a zatěžování momentem, který byl dán rozváděcím mechanismem, pokud žádané otáčky motoru odpovídaly pracovním otáčkám stroje.



Graf 5.2.11 Průběhy proudů při zatěžování momentem rozváděcího mechanismu a pož. otáčkách, které odpovídají otáčkám stroje v provozu (varianta C)

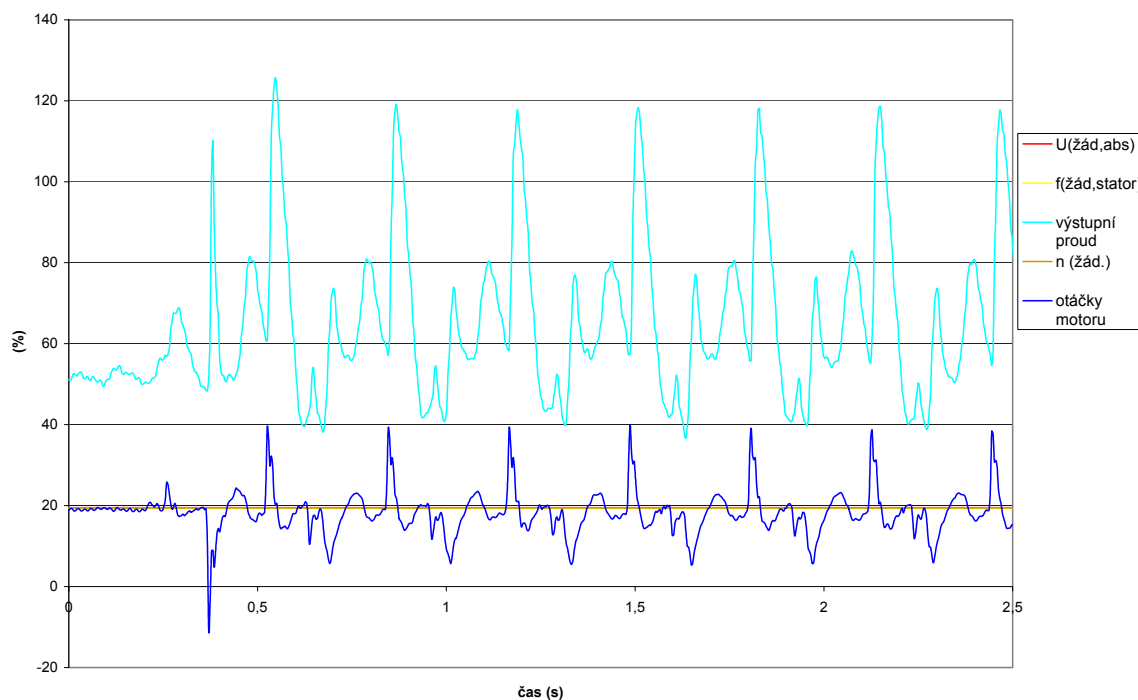


Graf 5.2.12 Zatěžování momentem rozváděcího mechanismu při pož. otáčkách, které odpovídají otáčkám stroje v provozu (varianta C)

Pokud srovnáme průběhy proudů v grafu 5.2.11 s průběhy proudů v grafu 5.2.5, které jsou naměřeny při stejných podmínkách s tím rozdílem, že nebylo použito čidlo otáček, vidíme, že jsou značně rozdílné. Např. střední hodnota momentové složky proudu je o 5 % vyšší. Ačkoliv bez čidla byla tokotvorná složka mimo období zatěžování na konstantní hodnotě, v tomto případě dosahuje ve fázích zatěžování až 152 %. Potom i celkový proud dosahuje špičkových hodnot 158 %. Zdá se tedy, že nemožnost stálého sledování otáček, a tím i rychlá regulace je doháněna většími proudovými rázy. Ani to však nestačí, protože pokud v grafu 5.2.12 sledujeme průběh otáček, tak přestože proud je vysoko nad jmenovitou

hodnotou, otáčky motoru nejen že nedosahují požadovanou hodnotu, ale motor je zátěží přetáčen. Na druhé straně, pokud je motor urychlován a je potřeba brzdit, momentotvorná složka proudu je sice záporná, otáčky jsou však až dvakrát vyšší než žádané. Z průběhu frekvence je vidět, jakým způsobem se měnič snaží korigovat velikost otáček. Průběh momentu je srovnatelný jako v případě řízení s čidlem otáček a dosahuje velmi podobných hodnot.

Aby byl přehled všech variant řízení s reálnou zátěží úplný, je v grafu 5.2.13 chování asynchronního motoru se skalárním řízením bez čidla otáček s otáčkami dané reálným zařízením.



Graf 5.2.13 Zatížení rozváděcím mechanismem při otáčkách, které odpovídají provozním otáčkám stroje (varianta D)

Opět můžeme průběhy jednotlivých veličin srovnávat s průběhy stejných veličin v grafu 5.2.7, na kterém je obdobné měření provedeno bez čidla otáček. Otáčky mají v tomto případě větší rozkmit o $\pm 5\%$ a při první záporné vlně je motor zátěží přetočen do protisměru. V porovnání s variantou C je však tento způsob řízení lepší, neboť průběh otáček je mnohem rovnoměrnější. Pokud se průběhu proudu týká, dosahuje v tomto případě hodnot až $119\% I_n$ což je až o 25% více než v případě varianty B. Rozdílné jsou i průběhy frekvence a výstupního napětí měniče, protože zůstávají po celou dobu na konstantní úrovni, kdežto u varianty B se mění.

5.2.3. Vyhodnocení chování motoru s reálnými zátěžemi při různých variantách řízení

Posoudit chování motoru lze z několika pohledů. Běžného uživatele, který si koupí motor s frekvenčním měničem, bude jistě nejvíce zajímat, zda-li pohon bude schopen vyvinout dostatečný moment k udržení požadovaných otáček. Jak měření ukázala, požadovaný moment je motor schopen nejlépe dosáhnout při skalárním řízení s čidlem otáček. U ostatních případů řízení je rozptyl otáček kolem požadovaných až dvojnásobný. Měření dále ukázala, že pokud při zátěži došlo k poklesu otáček o 20 % při jmenovitých otáčkách, při nižších otáčkách je tento pokles minimálně stejný. Proto, pokud je to možné doporučoval bych provozovat motor při jeho jmenovitých otáčkách, přestože frekvenční měnič umožňuje provoz i při jiných žádaných otáčkách. Pokud srovnáme provoz pohonu s čidlem otáček a bez něho, dojde, podle předpokladů ke zhoršení regulace, ale pouze v jednotkách procent. Vzájemným porovnáním průběhů proudů pro jednotlivé varianty řízení, vychází nejlépe varianta A, při které se výstupní proud pohybuje hluboko pod jmenovitou hodnotou proudu. Naproti tomu skalární řízení se vyznačuje velkými proudovými špičkami, které přesahují jmenovitou hodnotu proudu až o 60 %. Jestliže srovnáme metody bez a s čidlem otáček, tak řízení bez čidla otáček pracují s vyššími požadavky na výstupní proud, bez ohledu na to, zda-li je žádaná hodnota otáček vyšší nebo nižší. K zajímavému jevu došlo při vektorovém řízení bez čidla, neboť při nižších požadovaných otáčkách procházely motorem vyšší proudové špičky než při vyšších požadovaných otáčkách.

V podstatě se potvrdily závěry z předchozí kapitoly, ve které se diskutoval vliv sinusové zátěže. Menších odchylek od požadovaných otáček se dosáhne při skalárních řízeních za cenu vyšších proudů, větších odchylek s nižším proudem se dosáhne při vektorových řízeních. Na tomto faktu nezměnil nic ani charakter zátěže, který v tomto případě dosahoval i záporných hodnot.

6. Vyhodnocení

Cílem této práce bylo vyhodnotit chování asynchronního motoru z různých hledisek a pohledů při různých způsobech řízení a při různých způsobech provozu s konkrétním frekvenčním měničem Simovert Masterdrives. Předtím, než jsou vyhodnocena vlastní měření na reálném soustrojí, je proveden matematický popis asynchronního motoru pomocí soustavy rovnic v reálném čase. Dále je proveden převod této soustavy ze systému spojeného se statorem $\alpha - \beta$ do souřadného systému dq0. Jsou odvozeny základní podmínky pro realizaci skalárního a vektorového řízení a připomenuty jejich základní charakteristické rysy. V práci jsou také ukázány některé regulační struktury, pomocí nichž je možné realizovat skalární a vektorové řízení. Tyto struktury jsou potom srovnávány se strukturami, které jsou užity u frekvenčního měniče Simovert. V práci nechybí ani základní popis ovládání měniče, ať už to jsou možnosti dané samotným měničem, nebo dané jinými komunikačními platformami. Nutno poznamenat, že byly uvedeny pouze základní možnosti řízení měniče, protože z pochopitelných důvodů zde nemohly být podrobně popsány veškeré možnosti ovládání, (parametrů, které ovládají chod měniče, jsou řádově tisíce).

V experimentální části jsou nejprve uvedeny ukázky chování asynchronního motoru s frekvenčním měničem při různých způsobech řízení při chodu naprázdno a zatížení. Jejich snahou bylo dosáhnout co nejkratších časů při přechodových dějích a pomocí různých parametrů měniče dosáhnout co nejlepší dynamiky motoru. Byl tedy sledován vliv vhodného

nastavení otáčkového regulátoru, vliv modulační frekvence a vlivy některých dalších parametrů. Rovněž byly ukázány některé možnosti dané spojením stejnosměrného motoru se vstupně výstupní kartou Humusoft, díky níž je možné as. motor zatěžovat pomocí různých typů zátěže. V poslední kapitole je sledováno jakým způsobem se as. motor s frekvenčním měničem vyrovnává s rychle se měnící zátěží. Byly zvoleny dva typy zátěže a sice sinusový průběh a potom průběh, který odpovídá průběhu danému reálnou zátěží z rozváděcího mechanismu (graf 5.2.1).

V průběhu práce jsem narazil na několik zajímavých faktů, které bych rád připomněl. Především se ukázalo, že pro dobré nastavení měniče nestačí vycházet pouze z návodu a spoléhat se na optimalizační algoritmy. Pro optimální chování motoru je nutné upravit alespoň parametry otáčkového regulátoru a jiných parametrů, které se týkají maximálních hodnot proudu a proudového a momentového omezení. Pokud se týká srovnání skalárního a vektorového řízení z pohledu dynamiky stroje, tak při měřeních vycházely u vektorového řízení časy přechodových dějů v některých situacích stejné, spíše však větší oproti skalárnímu řízení. Tato skutečnost je v rozporu s teorií o skalárním a vektorovém řízení. Pokud jsem se snažil najít vysvětlení k tomuto paradoxu, našel jsem ho přímo v řídicí struktuře vektorového řízení. U vektorového řízení jsou z jeho principu sledovány tokové a momentové poměry uvnitř stroje, a tak jsou obě tyto složky udržovány v rovnováze, což zabraňuje průtoku velkého proudu motorem a znemožňuje tak rychlé dynamické změny. Výhodné se toto sledování složek projevilo v případech, kdy byly na motor kladeny extrémní nároky (zrychlení při plném zatížení apod.), protože v takovémto případě bylo vektorové řízení schopné tyto požadavky splnit, kdežto při řízení skalárním docházelo k vybavení nadproudových ochran. Jiné vysvětlení je možné hledat v hardwarovém provedení měniče.

Vektorové řízení je z důvodu větší složitosti mnohem více náročné na hardware. Pokud je stejné vybavení použito pro skalární i pro vektorové řízení, stihne se za stejnou dobu provést méně operací a méně regulačních kroků, což vede celkově k nižší dynamice motoru při tomto způsobu řízení.

Dalším sledovaným kritériem byla velikost proudu při jednotlivých způsobech řízení. V tomto ohledu se zdá být nejvýhodnější vektorové řízení s čidlem otáček, neboť zvláště při posledním způsobu zatížení docházelo k rychlé reakci na zátěž a bylo-li např. možno využít zátěž k rekuperaci, vektorové řízení toho operativně využilo, čímž docházelo ke snížení celkového proudu při tomto způsobu regulace.

S tím souvisí i srovnání provozu měniče s čidlem otáček a bez něj. Měření ukázala, že měnič funguje zcela spolehlivě i bez čidla otáček i se zátěží, která se měnila značně dynamicky. Nedocházelo k výrazně větším odchylkám od požadované hodnoty otáček než v jiných případech řízení. Absence čidla se projeví pouze ve větším odebíraném proudu.

Zastavme se ještě u poslední série měření, která ukázala, že dané soustrojí umožňuje sledovat chování as. motoru s frekvenčním měničem při reálném způsobu zatěžování. Pokud je znám průběh zátěžného momentu na hřídeli, můžeme stanovit základní rysy provozu as. motoru s měničem. Lze tak docílit toho, že pohon pro hledanou aplikaci bude dobře nadimenzován a bude plně vyhovovat z hlediska požadovaného momentu a požadovaných otáček.

Na závěr bych rád uvedl několik praktických závěrů, ke kterým jsem došel při práci s měničem Simovet. K určitým nevýhodám měniče patří neprůhlednost některých bloků použitých v regulačních schématech měniče a nemožnost ovlivnění jejich chodu. Další nevýhodou je to, že v základním vybavení měniče není možné sestavit řízení měniče pomocí grafického rozhraní, ale pouze změnou parametrů, což je značně nepřehledné a vyžaduje neustálou manipulaci s Compendiem, neboť není možné si všechny parametry zapamatovat a je nutné si jejich funkci ověřit. Grafický software sice Siemens má vyvinut, ale je možné ho

získat pouze dodatečným zakoupením. S tím souvisí i poslední nevýhoda a sice vyšší cena oproti jiným měničům.

Naproti tomu stojí i řada výhod, mezi něž patří velká rozpracovanost regulačních schémat a značná možnost zásahu do řídicí struktury měniče. Další výhodou je velká modularita funkčních schémat a přítomnost velkého počtu volných bloků, což uživatel užije zvláště při realizaci konkrétní aplikace. Mezi největší výhodu řadím možnost sledování velkého počtu fyzikálních a řídicích veličin, možnost jejich zobrazení a zálohování.

Ačkoliv jsem se snažil posoudit možnosti chování frekvenčního měniče Simovert z co možná největšího počtu pohledů, zbývá ještě mnoho práce pro budoucnost. Především by bylo dobré zaměřit se na chování pohonu při doběhu a vysledovat jeho chování při brzdění, neboť moderní aplikace vyžadují, aby se pohon nejenom co nejrychleji rozeběhl, ale také ubrzdl. Další možnosti pro následující výzkum je ovládání přes jinou sběrnici než RS-232. U většiny ostatních sběrnic je možné přistupovat z jednoho počítače k více pohonům najednou, což by umožnilo simulaci řízení např. provozní linky. V neposlední řadě by bylo dobré zkusit možnosti napájení z rekuperační jednotky, která je k dispozici na katedře KEL, a připojit k ní nejenom zkoumaný frekvenční měnič, ale ještě jeden frekvenční měnič a zkoumat chování celé této soustavy při zatížení obou měničů jak aktivním, tak i pasivním zátěžným momentem.

I přes zmiňované nevýhody však frekvenční měnič Simovert patří mezi moderní regulační systémy a má všechny znaky současného vývoje v oblasti moderních frekvenčních měničů. Celou řadu zde zmiňovaných nevýhod běžný uživatel nepocítí, protože vyžaduje pouze spolehlivý provoz a dobrou regulaci otáček s dostatečným momentem, čemuž měnič Simovert plně vyhovuje.

7. Závěr

V práci byl největší prostor věnován těmto typům řízení: vektorové řízení s čidlem otáček, skalární řízení s čidlem otáček, vektorové řízení bez čidla otáček a skalární řízení bez čidla otáček. Každou z variant řízení jsem prověřoval při dalších změnách některých parametrů a různých způsobech zatěžování. Výsledky měření bych zde ve stručnosti shrnul.

Nejjednodušším způsobem provozu asynchronního motoru je rozběh naprázdno. Doba rozběhu byla po dodatečné úpravě hodnot otáčkového regulátoru, pro všechna řízení srovnatelná a nebyl v podstatě rozdíl u řízení s čidlem nebo bez čidla otáček. Při vektorovém řízení byla přesnost regulace horší, neboť došlo k překmitu a trvalo určitý čas, než došlo k navrácení otáček na požadovanou hodnotu.

Další měření probíhala při konstantní zátěži nebo při skocích zátěže. Nejrychleji na změnu zátěže reagoval asynchronní motor při skalárním řízení s čidlem otáček. Pokud jsem ovšem se změnou zatížení chtěl provést i navýšení otáček, docházelo při tomto druhu řízení k vypnutí měniče v důsledku proudových ochran. Lepší je proto využít vektorového řízení s čidlem otáček.

Při zatěžování motoru momentem se sinusovým průběhem se chování při jednotlivých typech řízení měnilo s frekvencí zátěžného momentu. Při vektorovém řízení se projevoval velký pokles požadovaných otáček po připnutí zátěže a se zvyšující se frekvencí se snižovala velikost rozkmitu, protože motor nestíhal reagovat na změny momentu. U skalárního řízení byl rozkmit od 10 Hz konstantní bez ohledu na zvyšující se frekvenci zátěžného momentu.

Speciální způsob zatěžování byl proveden na základě průběhu zátěžného momentu rozváděcího soustrojí navíječkového mechanismu. V tomto případě se skalární řízení s čidlem otáček ukázalo být svým chováním mnohem příznivější, neboť odchylky od požadovaných

otáček byly mnohem menší než v případě vektorového řízení s čidlem otáček. Pokud jsem sledoval tyto druhy řízení bez čidla otáček, tak absence čidla otáček neměla na chod motoru velký vliv a kromě některých rozdílů u průběhů proudu bylo chování motoru velmi podobné.

Dalším parametrem, jehož vliv byl v této práci sledován, byla modulační frekvence. Ukázalo se, že při rozběhu naprázdno má modulační frekvence pro různé typy řízení na rychlost rozběhu minimální vliv. Poněkud jiná byla situace, pokud byl motor zkoumán při skokových změnách zatížení. V režimu vektorového řízení platilo, že čím vyšší modulační frekvence, tím rychlejší reakce na změnu zatížení. Při vektorovém řízení bez čidla otáček byla tato závislost největší a rychlost ustálení otáček motoru se mohla ovlivnit v řádu jednotek sekund.

Pokud se podíváme na možnosti záznamu dat při provozu měniče, jeho možnosti také závisí na volbě režimu řízení. Zde má vektorové řízení větší prostor pro záznam hodnot nežli řízení skalární, neboť pro svoji funkci potřebuje počítat více parametrů. U vektorového řízení tak můžeme sledovat moment motoru, momentotvornou složku statorového proudu apod.

Výše uvedené závěry jsou shrnuty v následující tabulce. Hlavním kritériem pro její sestavení byla dynamika motoru při daném typu zátěže a schopnost se vyrovnat se změnami zátěže.

Tab. 7.1 Optimální varianta řízení při různých provozech asynchronního motoru s frekvenčním měničem Simovert

Sledovaná vlastnost	Optimální varianta
Rychlost rozběhu naprázdno	B
Skokové zatížení	B
Rozběh motoru se zatížením	A
Vliv modulační frekvence	B
Měření elektrických parametrů	A
Měření mechanických parametrů	A
Provoz při sinusové zátěži	B
Provoz se zatížením rozváděcího mechanismu	B
Možnosti záznamu dat	A
Stabilita chodu	B
Dynamika pohonu	B

A ... vektorové řízení s čidlem otáček

B ... skalární řízení s čidlem otáček

Seznam použité literatury

- [1] Měřička J., Hamata V., Voženílek P. : Základy elektrických strojů, skriptum ČVUT Praha 2000, ISBN 80-01-01020-1
- [2] Pavelka J., Čerovský Z.: Výkonová elektronika, skriptum ČVUT Praha 2000, ISBN 80-01-02094-0
- [3] Pavelka, Čerovský, Javůrek : Elektrické pohony, skriptum ČVUT Praha 1999, ISBN 80-01-02314-1
- [4] Compendium Simovert Masterdrives
- [5] Javůrek J. : Regulace moderních elektrických pohonů Grada publishing Praha 2003, ISBN 80-247-0507-9
- [6] Solík I., Ráček V. : Výkonové polovodičové systémy II, III NACL Bratislava 1993, ISBN 80-967066-0-8
- [7] Čaha Z, Černý M.: Elektrické pohony SNTL Praha 1990, ISBN 80-03-00418-7
- [8] Brandštetter P. : Střídavé regulační pohony – Moderní způsoby řízení, Ediční středisko VŠB – TU Ostrava, 1999, ISBN 80-7078-688-X
- [9] Kule, L a kol : Technika elektrických pohonů SNTL Praha 1983
- [10] Měřička J., Zoubek Z. : Obecná teorie elektrického stroje SNTL, Praha 1983
- [11] Zeman K., Spirál L. : Automatická regulace v elektrických pohonech I, II Skripta VŠSE, Plzeň 1987
- [12] Bulgakov A. A. : Řízení asynchronních motorů měniči frekvence SNTL Praha 1989
- [13] Vittek J., Dodds S. : Forced Dynamics Kontrol of Electric Drives, ŽU v Žilině 2003, ISBN 80—8070-087-7
- [14] Vittek J. : Vybrané metódy riadenia elektrických pohonov v prostredí Matlab – Simulink TUAD v Trenčíně 2004, ISBN 80—8075-039-4
- [15] Miller M., Bartko R. : Matlab I – algoritmizacia a riesenie úloh Digital Graphic, Trenčín 2004, ISBN 80-968337-3-1
- [16] Piskač L., : Elektrické pohony a jejich funkce. Západočeská universita v Plzni, 2003, ISBN 80-7082-970-2
- [17] internetové stránky firmy Humusoft, www.humusoft.cz
- [18] Pokorný P. : Elektrický střídavý pohon s řízenou zátěží, Diplomová práce, Liberec 2004
- [19] Kubín J. : Využití stejnosměrného stroje napájeného řízeným usměrňovačem jako zátěž elektrického pohonu, Symep 2004, Praha
- [20] Konečná E. a kol. : Vybrané statě z elektrotechniky, Technická universita v Liberci, 2005, ISBN 80-7083-991-0
- [21] Cigánek L. : Elektrické stroje, SNTL, Praha 1951
- [22] internetové stránky firmy Siemens, www.siemens.cz
- [23] Timko J., Fedák V. : Elektrické pohony, skripta TU Košice, 1992
- [24] Zboray L., Ďurovský F., Tomko J. : Regulované pohony, Viena, 2000, ISBN 80-7099-042-2
- [25] Konečná E., Kubín J. : Asynchronní motor s měničem frekvence a harmonické“, 5th International Conference Elektro 2004, May 25-26, ŽU Žilina, Slovensko, pp.64-68, , ISBN 80-8070-252-7
- [26] Čermák T. : Elektrické regulační pohony, skriptum VŠB Ostrava, 1986
- [27] Šubrt J. : Elektrické pohony a výkonová elektronika, skriptum VUT Brno, 1988
- [28] Seberský S. : Elektrické pohony a výkonová elektronika, skriptum ČVUT 1989
- [29] Oetter J. : Výkonová elektronika pre elektrické pohony, ALFA, Bratislava 1988
- [30] Solík J., Ráček V.: Elektrické pohony, ALFA, Bratislava 1989

- [31] Konečná E., Kubín J., Endler P.: Porovnání způsobů určování parametrů asynchronního motoru, Symep 2004, 22 – 24. 6. 2004 Praha, str.124-131, ISBN 80-01-03018-0
- [32] Kubín J.: Modellierung veränderlicher Belastung eines Asynchronmotors durch den Stromrichter gespeiste Gleichstrommotor, [přednáška na HS Zi/Gr], Zittau, říjen 2001
- [33] Kubín J.: Srovnání velmi rychlých rozběhů asynchronního motoru s frekvenčním měničem při vektorovém a skalárním řízení, časopis K⁷ 4/2005, TU v Liberci, ISSN 1214-7370.
- [34] Konečná E., Kubín J.: Grant z programu Phare na Technické univerzitě v Liberci, mezinárodní konference, 25.-26.11.2004, Zittau
- [35] Kubín J., Konečná E.: Rozběh asynchronního motoru s frekvenčním měničem při vektorovém a skalárním řízení, Vědecká pojednání, Jubilejní sborník, říjen 2006, (v tisku)

Přílohy:

Příklad parametrování pohonu pomocí rychlé parametrizace v laboratoři pohonů :

P060→3 Výběr menu rychlé parametrizace
 P071→400 Napájecí napětí měniče
 P095→10 Typ motoru
 P100→4 Výběr typu řízení, vektorové řízení s čidlem otáček, přednastaveno je inkrementální čidlo P130=11 otáček s 1024 počtem pulsů P151=1024 (pokud by tomu bylo jinak bylo by nutné tyto údaje upravit)
 P101→400 Jmenovité napětí motoru
 P102→3,9 Jmenovitý proud motoru
 P104→0,80 Jmenovitý $\cos \varphi$ motoru
 P107→50 Jmenovitá frekvence motoru
 P108→1420 Jmenovité otáčky motoru
 P109→2 Počet pólů motoru
 P114→0 Nastavení hraničních podmínek pro řízení 0 – odpovídá standardnímu pohonu
 P382→0 Definice chlazení motoru – ventilátor na hřídeli
 P383→383 Nastavení tepelné časové konstanty motoru
 P368→0 Výběr zdroje žádané hodnoty a zadávání příkazů
 P370→1 Start rychlé parametrizace, nastavení změn parametrů podle vybrané kombinace parametrových modulů, automatické tovární nastavení podle parametru P366 a vykonání algoritmu automatické parametrizace P115=1
 P060→0 Návrat do uživatelského menu, konec parametrizace

Příklad detailní parametrizace pro pohon v laboratoři KEL:

P060→5 výběr menu nastavení pohonu
P068→0 výběr výstupního filtru
P071→0 informace pro řídicí jednotku, že měnič je napájen střídavým proudem
P095→10 typ motoru je mezinárodním standardem
P100→4 volba typu řízení, v tomto případě vybráno vektorové řízení s čidlem otáček
P101→400 zadání jmenovitého napětí motoru
P102→3,9 zadání jmenovitého proudu motoru
P103→0 je-li známo vloží se jmenovitý magnetizační proud, protože není zadá se 0 a po opuštění menu „Drive settings“ je možné ho odečíst pod parametrem r119
P104→0,81 zadání jmenovitého účinníku
P107→50 zadání jmenovité napájecí frekvence motoru
P108→1420 zadání jmenovité rychlosti otáček ve jmenovitém pracovním bodě
P109→3 zadání počtu pólů
P113→7 zadání jmenovitého momentu motoru pro zpracování a správnost zobrazovacích parametrů
P114→0 motor pro standardní aplikace
P115→1 spuštění algoritmu automatické parametrizace, jsou spočteny parametry modelu motoru
P103→16 výběr čidla otáček, v našem případě se jedná o inkrementální čidlo otáček s kontrolní a s nulovou stopou
P151→1024 vložení počtu impulsů za jednu otáčku
P339→4 odblokování tzv. doplňkové pulzně šířkové modulace (doplňková PWM s modulací hran. Využíváme běžnou PWM
P340→8 Zadání modulační frekvence
P350→3,9 vztažná hodnota proudů
P351→400 vztažná hodnota pro všechna napětí
P352→50 vztažná hodnota pro všechny frekvence
P353→1420 vztažná hodnota pro všechny otáčky
P354→7 vztažná hodnota pro všechny hodnoty momentů
P357→1 vzorkovací doba, určuje četnost výpočtů a vyhodnocování
P382→0 motor je s vlastním chlazením
P452→110 zadání maximální hodnoty frekvence napájecího napětí při směru otáčen doprava
P453→-110 zadání maximální hodnoty frekvence napájecího napětí při směru otáčen doleva
P060→1 zpět do menu parametrů
P128→6,1 maximální výstupní proud
P462→1 doba nárůstu frekvence výstupního napětí z nuly na hodnotu vztažné frekvence P352
P464→1 doba poklesu frekvence výstupního napětí z hodnoty vztažné frekvence P352 na nulu
P463, P465→0 nastavení časových jednotek pro parametry P462, P464
P115→2 Spuštění algoritmu automatické parametrizace, identifikace motoru v klidu
P115→4 Spuštění algoritmu automatické parametrizace, měření při běhu naprázdno
P536→100 nastavení dynamiky regulačního obvodu otáček
P115→5 Spuštění algoritmu automatické parametrizace, optimalizace regulátoru
P060→0 Návrat do provozního režimu měniče potom je možné měnič spustit a provozovat